



LABORATORIUM PRZYRZĄDÓW I UKŁADÓW MOCY

# Instrukcja 0

## Wprowadzenie do elektroniki mocy

### Elektroniczne układy przekształtnikowe Przyrządy półprzewodnikowe mocy

Ramowy plan pracy

Tydzień						po zajęciach
1-2						1-3
3-4						4-6

Opracowanie instrukcji:  
**Łukasz Starzak**

Łódź 2015



## Spis treści

<b>A Wprowadzenie do przedmiotu</b> .....	<b>7</b>
1. Elektronika mocy .....	7
Obszary zainteresowań i zastosowań .....	7
Położenie wśród innych dziedzin i gałęzi nauk technicznych .....	8
Elektronika mocy i elektronika przemysłowa na Politechnice Łódzkiej .....	9
2. Przekaz i przetwarzanie energii elektrycznej .....	11
2.1. Przekształtniki .....	11
2.1.a. Pojęcia podstawowe .....	11
2.1.b. Przekształtniki w elektronice .....	12
2.2. Energia elektryczna i moc .....	13
2.2.a. Moc chwilowa .....	13
2.2.b. Energia i moc czynna .....	14
2.2.c. Wartość skuteczna .....	15
2.3. Charakter odbiornika .....	17
2.3.a. Podstawowe odbiorniki pasywne .....	17
2.3.b. Inne odbiorniki typowe dla przekształtników .....	19
2.4. Moc odbiorników impedancyjnych .....	20
2.4.a. Obwód prądu sinusoidalnie zmiennego z odbiornikiem pasywnym .....	20
2.4.b. Współczynnik mocy .....	21
2.4.c. Moc pozorna i moc bierna .....	22
2.5. Przekaz energii przy przebiegach niesinusoidalnych .....	24
2.5.a. Rozwinięcie w szereg Fouriera .....	24
2.5.b. Wartość skuteczna .....	25
2.5.c. Moc czynna .....	26
2.5.d. Współczynniki kształtu i szczytu .....	28
2.5.e. Współczynnik zniekształceń harmonicznych .....	28
2.6. Jakość przetwarzania energii .....	30
2.6.a. Współczynnik mocy przy przebiegach odkształconych .....	30
2.6.b. Przypadek odkształconego prądu przy sinusoidalnym napięciu .....	30
2.6.c. Sprawność energetyczna .....	32
2.6.d. Całościowa ocena właściwości energetycznych odbiorników .....	32
3. Przekształtniki elektroniczne .....	35
3.1. Klasyfikacja przekształtników .....	35
3.1.a. Cztery podstawowe klasy przekształtników elektronicznych .....	35
3.1.b. Względność klasy układu .....	37
3.1.c. Inne kryteria klasyfikacji .....	37
3.2. Tryb pracy przyrządu półprzewodnikowego .....	39
3.2.a. Układy o działaniu ciągłym .....	39
3.2.b. Układy o działaniu przełączającym .....	40
3.2.c. Bilans zysków i strat .....	41
3.2.d. Przyrządy półprzewodnikowe jako łączniki .....	42
4. Łącznik półprzewodnikowy .....	43
4.1. Idea i parametry .....	43
4.1.a. Definicja i stany pracy łącznika .....	43
4.1.b. Parametry i idealność łącznika .....	43
4.1.c. Łącznik jako model przyrządu półprzewodnikowego .....	45
4.1.d. Stan łącznika a stan układu .....	45
4.2. Łącznik stratny .....	47
4.2.a. Straty energii .....	47
4.2.b. Energia tracona a parametry łącznika .....	47
4.2.c. Energia tracona a moc strat .....	49
4.2.d. Wymuszenie a odpowiedź .....	49

4.3.	Budowa przyrządów półprzewodnikowych mocy .....	52
4.3.a.	Przyrządy mocy a przyrządy sygnałowe .....	52
4.3.b.	Struktura półprzewodnikowa .....	52
4.3.c.	Rola warstw półprzewodnikowych .....	53
4.3.d.	Wytwarzanie warstw półprzewodnikowych .....	54
4.3.e.	Obudowa i chłodzenie .....	54
4.3.f.	Obwód sterowania .....	55
4.4.	Klasyfikacja łączników półprzewodnikowych .....	57
4.4.a.	Sterowalność .....	57
4.4.b.	Wielkość sterująca .....	57
4.4.c.	Fizyczny mechanizm sterowania .....	58
4.4.d.	Kierunkowość obwodu głównego .....	60
4.4.e.	Mechanizm przewodnictwa .....	60
4.4.f.	Stany i zakresy pracy .....	61
4.4.g.	Podsumowanie .....	65
4.5.	Parametry przyrządów półprzewodnikowych mocy .....	67
4.5.a.	Informacje katalogowe .....	67
4.5.b.	Rodzaje parametrów technicznych .....	67
4.5.c.	Dane znamionowe .....	68
4.5.d.	Charakterystyki elektryczne .....	70
4.5.e.	Współczesne osiągi przyrządów półprzewodnikowych mocy .....	71
5.	Przyrządy półprzewodnikowe mocy w stanie nieprzewodzenia .....	73
5.1.	Podstawy fizyczne blokowania napięcia .....	73
5.1.a.	Zasada konstrukcji i analizy przyrządów wysokonapięciowych .....	73
5.1.b.	Obszar ładunku przestrzennego asymetrycznego złącza PN .....	74
5.1.c.	Prawo Poissona .....	75
5.1.d.	Rozkład natężenia pola elektrycznego .....	75
5.2.	Przebiecie złącza .....	77
5.2.a.	Zjawisko przebiecia lawinowego .....	77
5.2.b.	Krytyczne natężenie pola elektrycznego .....	77
5.2.c.	Napięcie przebiecia lawinowego .....	78
5.2.d.	Szerokość obszaru ładunku przestrzennego .....	79
5.2.e.	Sposoby zwiększenia wytrzymałości napięciowej .....	79
5.2.f.	Analiza ilościowa wpływu parametrów struktury .....	80
5.3.	Przebiecie skośne .....	81
5.3.a.	Zjawisko przebiecia skośnego .....	81
5.3.b.	Struktura odporna na przebiecie skośne .....	82
5.3.c.	Napięcie przebiecia skośnego .....	83
5.3.d.	Klasyfikacja przyrządów ze względu na przebiecie skośne .....	84
5.3.e.	Wytrzymałość napięciowa struktury odpornej na przebiecie skośne .....	85
5.3.f.	Wytrzymałość przyrządów z i bez przebiecia skośnego .....	87
5.4.	Uzupełnienie wiadomości o złączach .....	88
5.4.a.	Pojemność złączowa .....	88
5.4.b.	Złącze metal-półprzewodnik .....	89
5.4.c.	Wielowymiarowość pola elektrycznego .....	89
5.4.d.	Kontakt omowy .....	90
6.	Przyrządy półprzewodnikowe mocy w stanie przewodzenia .....	91
6.1.	Przewodnictwo unipolarne .....	91
6.1.a.	Dryft .....	91
6.1.b.	Równowaga termodynamiczna półprzewodnika .....	92
6.1.c.	Ilościowy opis dryftu .....	92
6.1.d.	Zmienność ruchliwości .....	93
6.1.e.	Spadek potencjału .....	93
6.1.f.	Wpływ parametrów warstwy na spadek potencjału .....	94
6.2.	Złącze PN .....	96
6.2.a.	Poziomy energetyczne .....	96
6.2.b.	Potencjał dyfuzyjny .....	97
6.2.c.	Stan nierównowagi .....	98
6.2.d.	Stan przewodzenia .....	100
6.3.	Złącza innych rodzajów .....	102
6.3.a.	Złącze Schottky'ego w stanie równowagi .....	102

6.3.b. Złącze Schottky'ego w stanie nierównowagi .....	103
6.3.c. Styk warstw o tym samym typie przewodnictwa.....	104
6.3.d. Złącze NN poddane polaryzacji zewnętrznej.....	106
6.4. Dryft i dyfuzja .....	107
6.4.a. Dyfuzja .....	107
6.4.b. Ilościowy opis dyfuzji.....	108
6.4.c. Równania dryftu-dyfuzji.....	109
6.4.d. Generacja i rekombinacja.....	109
6.4.e. Czas życia nośników nadmiarowych .....	110
6.4.f. Równania ciągłości .....	111
6.5. Przewodnictwo bipolarne.....	113
6.5.a. Założenia analizy .....	113
6.5.b. Ambipolarne równanie dyfuzji.....	114
6.5.c. Uproszczenia ambipolarnego równania dyfuzji .....	115
6.5.d. Rozkład koncentracji nośników nadmiarowych.....	115
6.5.e. Warunki brzegowe rozkładu .....	116
6.5.f. Modułacja konduktywności .....	117
6.6. Spadek potencjału przy przewodnictwie bipolarnym.....	120
6.6.a. Przypadek ogólny struktury idealnej .....	120
6.6.b. Szeroka warstwa słabo domieszkowana .....	121
6.6.c. Wąska warstwa słabo domieszkowana.....	122
6.6.d. Zależność od prądu .....	123
6.7. Mechanizm przewodnictwa a stany dynamiczne.....	125
6.7.a. Przyrządy unipolarne .....	125
6.7.b. Przyrządy bipolarne.....	126
<b>E Informacje .....</b>	<b>127</b>
7. Literatura .....	127



# Wprowadzenie do przedmiotu

---

## 1. Elektronika mocy

---

### Obszary zainteresowań i zastosowań

*Elektronika mocy* (ang. *power electronics*) jest gałęzią elektroniki obejmującą kontrolowane przekazywanie i przekształcanie energii elektrycznej z użyciem systemów, układów, podzespołów i przyrządów elektronicznych. 10 kluczowych dla niej zagadnień, stanowiących wspólnie przedmiot badań naukowych i prac wdrożeniowych, to:

- 1) **przyrządy półprzewodnikowe mocy** – technologia i zastosowanie tranzystorów polowych MOSFET i IGBT oraz wyłączalnych tyrystorów dużej mocy GTO, minimalizacja strat energii, zabezpieczenia,
- 2) **scalanie** – gęstość upakowania, łączenie elementów wykonawczych, sterujących i zabezpieczających, minimalizacja rozmiarów obudów,
- 3) **chłodzenie** – optymalizacja rozkładu gęstości mocy, efektywne odprowadzanie ciepła, chłodzenie za pomocą mikrostruktur,
- 4) **elementy bierne** – optymalne wykorzystanie nowoczesnych materiałów magnetycznych, zwiększenie częstotliwości pracy, praca cewek przy istotnej składowej stałej, kondensatory o niskiej stratności,
- 5) **impulsowe układy przekształtnikowe** – topologie, strategie sterowania, maksymalizacja sprawności, eliminacja harmonicznych, minimalizacja generowanych zaburzeń elektromagnetycznych, zwrotne oddziaływanie na wejście,
- 6) **sterowanie silnikami elektrycznymi** – sprawność energetyczna, odzysk energii, jakość automatycznej regulacji, niezawodność,
- 7) **efektywne wykorzystanie źródeł światła** – sprawność energetyczna i świetlna, przyjazne dla człowieka parametry promieniowania,

- 8) **współpraca z alternatywnymi źródłami energii** – optymalne wykorzystanie źródła z uwzględnieniem jego specyfiki, sprawność energetyczna, połączenie z siecią energetyczną,
- 9) **sterowanie** – rozwój algorytmów, metod, technik i narzędzi sterowania w celu uzyskania parametrów układów wymienionych wyżej,
- 10) **modelowanie** – rozwój matematycznych modeli przyrządów i układów pod kątem zastosowania w analizie i syntezie tychże z użyciem narzędzi komputerowych.

Elektronika mocy nie może się obyć bez innych gałęzi elektroniki takich jak technika cyfrowa (w tym mikroprocesorowa i cyfrowe przetwarzanie sygnałów), analogowe układy małosygnałowe, układy scalone i in. Jak w każdej dziedzinie techniki, również tutaj inżynier musi korzystać, a niekiedy również tworzyć narzędzia komputerowe (programowe).

Poszukując układów elektroniki mocy we współczesnych urządzeniach, znajdziemy je bez trudu w takich aplikacjach jak:

- zasilanie sprzętu komputerowego i telekomunikacyjnego (zasilanie sieciowe, zasilanie bateryjne, awaryjne podtrzymanie zasilania, ...),
- instalacje samochodowe (mechanizmy automatyczne, systemy wspomagania, zapłon, ...),
- trakcja elektryczna (pojazdy szynowe i drogowe),
- zasilanie i sterowanie sprzętu domowego użytku (pralki, kuchenki, telewizory, elektronarzędzia, ...),
- sterowanie silnikami elektrycznymi w instalacjach przemysłowych (nie licząc aplikacji silników wymienionych już wyżej),
- sterowanie oświetleniem (żarowym, fluorescencyjnym, diodowym, ...),
- elektryczne systemy zasilania, w tym wykorzystujące alternatywne źródła energii (sieci przesyłowe, energetyka słoneczna, energetyka wiatrowa, ...).

### Położenie wśród innych dziedzin i gałęzi nauk technicznych

Jak widać z wyżej przedstawionej charakterystyki, w większości zastosowań elektronika mocy ściśle styka się z zagadnieniami systemów energetycznych i systemów sterowania. Dlatego szczególnie intensywnie korzysta ona z osiągnięć, w tym z metod badawczych i projektowych:

- 1° elektrotechniki (wiedza o źródłach energii i odbiornikach elektrycznych) i
- 2° automatyki (wiedza o technikach i metodach sterowania),

dostosowując je wszakże do własnej specyfiki. Przez wielu autorów elektronika mocy uznawana jest za gałąź interdyscyplinarną na pograniczu trzech dziedzin: elektroniki, elektrotechniki i automatyki.

Często spotyka się następujące dwa pojęcia bliskoznaczne w stosunku do *elektroniki mocy*.

1. **Elektronika przemysłowa** (ang. *industrial electronics*) – niekiedy (błędnie) utożsamiana z elektroniką mocy lub uznawana za gałąź nadrzędną. Właściwa definicja określa elektronikę przemysłową jako obejmującą ogół zagadnień związanych ze sterowaniem procesami przemysłowymi za pomocą układów elektronicznych. Mieszczą się w nich układy elektroniki mocy, ale również: układy i systemy cyfrowe i analogowo-cyfrowe (w tym sterowniki programowalne PLC czy komputery przemysłowe), sieci transmisji danych, automatyzacja i sterowanie (w tym robotyka i sztuczna inteligencja), akwizycja i przetwarzanie danych (w tym systemy wizyjne), teoria niezawodności i testowania.

Elektronika przemysłowa jest więc gałęzią o pewnej części wspólnej z elektroniką mocy (korzysta również z osiągnięć tych samych gałęzi pokrewnych), ale nie stanowi ani jej podzbioru, ani nadzbioru. Elektronika przemysłowa posiada znaczącą część wspólną z automatyką, informatyką i telekomunikacją.



2. **Energoelektronika**, której w języku angielskim odpowiada ten sam termin *power electronics* i która dawniej była jednoznacznie utożsamiana z elektroniką mocy. W literaturze polskiej często uznawana jest za gałąź elektrotechniki, co wynika z faktu, że początkowo jedynymi aplikacjami elektroniki mocy były układy stanowiące przedmiot badań tej właśnie dziedziny nauki (silniki, elementy grzejne itd.) Ponieważ z jednej strony w literaturze zachodniej termin *power electronics* jest jednoznacznie identyfikowany z elektroniką (a nie elektrotechniką), z drugiej zaś strony obszar zastosowań elektroniki mocy znacznie wyszedł poza tradycyjne urządzenia elektryczne (np. oświetlenie LED, lampy fluorescencyjne, baterie słoneczne), uprawnione staje się rozróżnienie tych określeń.

Energoelektronikę zdefiniujemy więc jako gałąź elektrotechniki zajmującą się zastosowaniem układów elektroniki mocy, lub też jako część elektroniki mocy obejmującą aplikacje typowe dla elektroenergetyki (oraz ewentualnie tradycyjnej elektrotermii i tradycyjnego oświetlenia elektrycznego).

Charakterystyczna dla energoelektroniki jest koncentracja na zagadnieniach elektrotechnicznych, stosowanie metod badawczych tej dziedziny nauki i analiza układów przez pryzmat urządzeń elektrycznych, a nie elementów elektronicznych.

## **Elektronika mocy i elektronika przemysłowa na Politechnice Łódzkiej**

Elektronika mocy posiada na naszej uczelni długie tradycje, sięgające powołania – już w roku 1957 – na ówczesnym Wydziale Elektrycznym, Katedry Elektroniki Przemysłowej. Przez długi czas kierował nią wybitny specjalista prof. Tadeusz Konopiński. Była to pierwsza w historii naszego wydziału jednostka zajmująca się przyrządami półprzewodnikowymi i układami elektronicznymi, a więc historia elektroniki w Łodzi zaczęła się właśnie od elektroniki przemysłowej. W latach 1970. katedra ta współtworzyła Instytut Automatyki i Elektroniki. Wybitny specjalista w dziedzinie przyrządów i układów mocy, obecnie emerytowany prof. Jerzy Luciński przez wiele lat pełnił funkcję dyrektora Instytutu Elektroniki. Te tradycje naukowe są obecnie kontynuowane przez pracowników Katedry Mikroelektroniki i Technik Informatycznych.

Przedmiot *Przyrządy i układy mocy* stanowi wprowadzenie do dziedziny elektroniki mocy i szerzej – elektroniki przemysłowej. Jego rozwinięciem w różnych kierunkach są bloki przedmiotów wybieralnych – poczynając od najprostszych, a kończąc na najbardziej zaawansowanych:

*Blok projektowo-konstrukcyjny – dla wszystkich elektroników*

- Pakiety CAD CAM EDA

*Bloki z obszaru bliższego elektronice mocy – skupione na przetwarzaniu energii*

- Układy elektroniki przemysłowej
- Układy sterowania w elektronice przemysłowej
- Systemy fotowoltaiczne
- Doskonalenie impulsowych układów mocy

*Bloki z obszaru bliższego elektronice przemysłowej – skupione na generacji sygnałów sterujących*

- Komputerowe sterowanie w elektronice przemysłowej
- Komputery przemysłowe i pakiety HMI SCADA
- Procesory ARM w systemach przemysłowych
- Akwizycja i przetwarzanie sygnałów w systemach przemysłowych
- Przemysłowe systemy komunikacji



## 2. Przekaz i przetwarzanie energii elektrycznej

---

### 2.1. Przekształtniki

#### 2.1.a. Pojęcia podstawowe

Układy służące do przetwarzania energii elektrycznej nazywa się **przekształtnikami** (ang. *converters* lub *power converters*). Nazwa ta związana jest z faktem, że układy elektroniki mocy nie tylko przekazują energię elektryczną (do czego wystarczyłaby para przewodów), ale również przekształcają (zmieniają) formę jej przekazu, tj. przebieg prądu lub napięcia.

Z przekazem energii elektrycznej nierozdzielnie związana jest obecność prądu i napięcia. Bowiem

- 1° przekaz energii oznacza przepływ ładunku, co stanowi definicję *prądu elektrycznego*;
- 2° dla przepływu prądu elektrycznego niezbędne jest istnienie różnicy potencjałów, co stanowi definicję *napięcia*.

W większości układów elektroniki mocy przynajmniej jedna z tych wielkości **przyjmuje znaczne wartości – poczynając od rzędu kilkuset miliamperów i kilkudziesięciu woltów**. Mówimy wówczas odpowiednio o **układach silnoprządowych** i **układach wysokonapięciowych**.

Jak kaže się spodziewać powyższa definicja, przekształtniki stanowią jądro, wokół którego „krąży” wszystkie inne zagadnienia elektroniki mocy.

Funkcja przekształcania energii elektrycznej jest niezwykle istotna ze względu na fakt **wzajemnej niekompatybilności przeważającej większości źródeł i odbiorników energii elektrycznej** spotykanych w świecie rzeczywistym. W większości przypadków jest to kompatybilność nieusuwalna ze względów ekonomicznych lub funkcjonalnych.

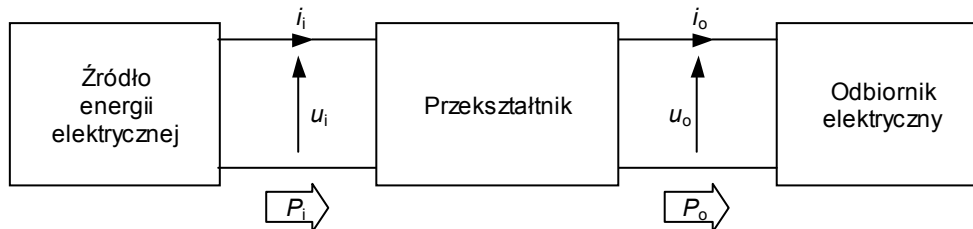
Przykładowo, podzespoły cyfrowe komputera wymagają zasilenia napięciem stałym o wartościach np. 3,3 V, 5 V i  $\pm 12$  V, podczas gdy energia elektryczna jest dostarczana do budynków poprzez prąd przemienny o częstotliwości 50 Hz przy napięciu przemiennym 230 V. Jest oczywiste, że dostarczenie do budynku wszelkich możliwych napięć wymaganych przez sprzęt domowy i biurowy byłoby z wielu względów zupełnie nieopłacalne (ograniczenie ekonomiczne), a z drugiej strony układy cyfrowe nie mogą być zasilane napięciem przemiennym (ograniczenie funkcjonalne).

Całkowicie opłacalne i nie ograniczające funkcjonalności jest natomiast wprowadzenie do systemu zasilania elektronicznych układów pośredniczących. W rozważanym przykładzie będzie to co najmniej prostownik, przekształcający napięcie przemienne na stałe, i przetwornica, przekształcająca napięcie stałe z prostownika na napięcie stałe o wartości odpowiedniej dla procesora.

Ogólnie rzecz biorąc, **przekształtnik pobiera ze źródła zasilania energię elektryczną**, co oznacza przepływ pewnego prądu  $i_i$  przy pewnym napięciu  $u_i$ , a następnie **oddaje do odbiornika energię elektryczną przekształconą**, co oznacza przepływ innego prądu  $i_o$  przy innym napięciu  $u_o$ .

(zob. rys. 1). Ta przemiana przebiegu prądu lub napięcia może obejmować jeden lub więcej z następujących parametrów:

- 1) występowanie lub brak składowej stałej i przemiennej,
- 2) amplitudę (czy też inną wartość charakterystyczną, np. średnią, skuteczną),
- 3) częstotliwość (w przypadku przebiegów posiadających składową przemianą),
- 4) kształt (np. prostokątny albo sinusoidalny, bardziej albo mniej odkształcony).



Rys. 1. Ogólny schemat układu przekształcania energii elektrycznej

### 2.1.b. Przekształtniki w elektronice

Powstanie i rozwój elektroniki mocy nie byłyby możliwe bez wynalezienia i doskonalenia elektronicznych przyrządów półprzewodnikowych zdolnych do przewodzenia silnych prądów i wytrzymywania wysokich napięć – zwanych **przyrządami półprzewodnikowymi mocy** (ang. *power semiconductor devices*). W przekształtnikach pełnią one funkcję elementów wykonawczych, tzn. takich, za pośrednictwem których można oddziaływać na obwód przekazywania energii (nazywany **obwodem mocy** lub **obwodem głównym**).

Elektroenergetyka zna i wykorzystuje również elektromechaniczne elementy wykonawcze. Zasadniczą zaletą przyrządów półprzewodnikowych mocy jest jednak możliwość ich sterowania bezpośrednio z układów elektronicznych – na obecnym etapie rozwoju nawet bezpośrednio z wyjścia mikroprocesora. Poza tym zastosowanie elementów elektronicznych eliminuje szereg czynników wywołujących awarie czy też uciążliwych, jak np. zacieranie się połączeń mechanicznych, hałas itd.

Znane i chronologicznie wcześniejsze są również elektromechaniczne układy przekształtnikowe. Ich wady stały się jednak dyskwalifikujące w większości zastosowań. Wymieńmy tu choćby duże gabaryty i ciężar, energochłonność eksploatacji, wysokie (więc kosztowne) zużycie materiałów (im nowocześniejszych, tym droższych), stopień skomplikowania układów elektromagnetyczno-mechanicznych (nierzadko ruchomych) utrudniający projektowanie i montaż, ostre wymagania co do dokładności wykonania elementów mechanicznych. Układy takie w większym stopniu zanieczyszczają środowisko, zawierając duże objętości materiałów trudno degradowalnych oraz znaczne ilości materiałów szkodliwych (oleje, smary, metale ciężkie itp.)

Wykorzystanie półprzewodnikowych elementów mocy oraz projektowanie przekształtników elektronicznych w sposób zgodny z regułami sztuki pod względem efektywności i niezawodności, wymaga od inżyniera odpowiedniej wiedzy przede wszystkim z dziedziny elektroniki. Dlatego, mimo swojego interdyscyplinarnego charakteru (o czym wspomniano na wstępie), obszar przyrządów i układów mocy stanowi integralną część tej właśnie dziedziny nauki i zajmuje ważne miejsce w programie nauczania kierunku Elektronika i telekomunikacja.

## 2.2. Energia elektryczna i moc

### 2.2.a. Moc chwilowa

W przypadku obwodów prądu elektrycznego, **moc chwilowa** dwójnika (generowana lub pobierana) w każdej chwili  $t$  równa się iloczynowi napięcia chwilowego  $u$  na jego zaciskach i prądu chwilowego  $i$  przezeń płynącego:

$$p = u \cdot i \quad (2.1)$$

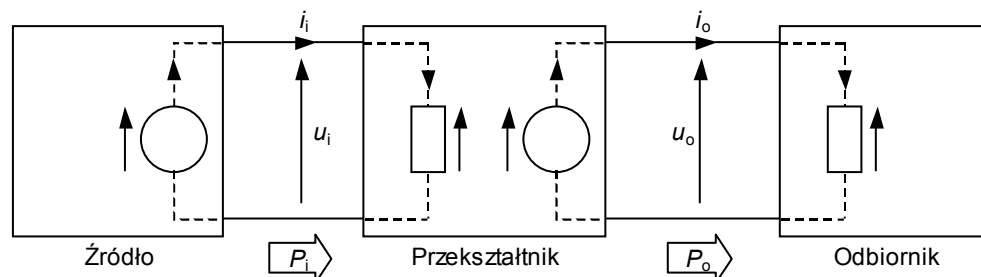
W ogólnym przypadku **moc chwilowa jest wielkością zmienną w czasie**, tak samo, jak zmienne są napięcie i prąd. Pod pojęciem dwójnika nie należy rozumieć wyłącznie pojedynczego elementu. Może to być cały blok układowy, np. często złożonymi układami są źródło i odbiornik (patrz rys. 1).

Przyjmując, że napięcie na dwójniku jest strzałkowane przeciwnie do prądu (patrz odbiornik na rys. 2), moc dwójnika pobierającego (wydzielającego, magazynującego) energię elektryczną będzie dodatnia. Przy tym samym założeniu moc dwójnika dostarczającego (generującego, zwracającego) energię byłaby ujemna, dlatego przyjęło się strzałkować prądy źródeł odwrotnie niż prądy odbiorników (patrz źródło na rys. 2). Dzięki temu **moc dwójnika jest dodatnia, jeżeli spełnia on swoją założoną rolę**, tj.:

- moc dwójnika uznanego za odbiornik jest dodatnia, gdy faktycznie pobiera on energię z obwodu;
- moc dwójnika uznanego za źródło jest dodatnia, gdy faktycznie dostarcza on energię do obwodu.

Zauważmy, że dla przyjętego systemu strzałkowania te same prądy i te same napięcia są zawsze ostrzałkowane tak samo – niezależnie od tego, czy rozpatrujemy je jako występujące na wyjściu bloku poprzedniego czy na wejściu bloku następnego, czy też między blokami. Znacznie ułatwia to analizę układów.

Należy zwrócić uwagę, że nie tylko wartość, ale i **znak mocy chwilowej może być zmienny w czasie**. Na przykład odbiorniki reaktancyjne mogą w jednym przedziale czasu magazynować energię (moc chwilowa dodatnia), by w kolejnym zwracać ją do obwodu (moc chwilowa ujemna). Z kolei źródła akumulatorowe mogą zasilać obwód (moc chwilowa dodatnia) lub podlegać ładowaniu (moc chwilowa ujemna).



Rys. 2. Strzałkowanie prądów i napięć w układzie przekształcania energii elektrycznej

Pojęcie mocy chwilowej można rozszerzyć na czwórniki, jak np. przekształtnik na rys. 1. Czwórnik posiada dwie pary zacisków, które w przypadku przekształtnika nazywamy wejściem i wyjściem:

- **wejście** (ang. *input*, stąd indeks „i”) to para zacisków znajdująca się od strony umownego źródła. Zakłada się, że wejście ma charakter odbiornika i odpowiednio strzałkuje prąd wejściowy  $i_i$  w stosunku do napięcia wejściowego  $u_i$  (patrz rys. 2). Iloczyn napięcia wejściowego i prądu wejściowego nazywa się **chwilową mocą wejściową**

$$p_i = u_i \cdot i_i \quad (2.2)$$

- **wyjście** [ang. *output*, stąd indeks „o” (nie cyfra „0”)] to para zacisków znajdująca się od strony umownego odbiornika. Zakłada się, że wyjście ma charakter źródła i odpowiednio strzałkuje prąd wyjściowy  $i_o$  w stosunku do napięcia wyjściowego  $u_o$ . Iloczyn napięcia wyjściowego i prądu wyjściowego nazywa się **chwilową mocą wyjściową**

$$p_o = u_o \cdot i_o \quad (2.3)$$

### 2.2.b. Energia i moc czynna

Z dotychczasowych rozważań wynika, że moc chwilowa może być zmienna w czasie co do wartości i znaku. Aby powiedzieć cokolwiek o danym bloku układu, konieczne jest więc określenie wypadkowego wyniku energetycznego, tzn. stwierdzenie, czy blok ten ostatecznie wydał z siebie energię elektryczną, czy ją pobrał, i w jakim rozmiarze. Z ogólnej definicji mocy

$$p = \frac{\Delta dW}{dt} \quad (2.4)$$

wynika, że **energia** dostarczona lub pobrana przez daną parę zacisków (dwójnika lub czwórnika)  $W$  jest równa całce z mocy chwilowej za rozpatrywany odcinek czasu:

$$W(t_0, t_0 + \Delta t) = \int_{t_0}^{t_0 + \Delta t} p dt \quad (2.5)$$

Jeżeli w przedziale czasu  $\Delta t$  energia została dostarczona ze źródła do odbiornika, to wynik będzie dodatni (o ile strzałkowanie odpowiada rys. 2). W przeciwnym wypadku wynik będzie ujemny – co oznacza, że blok, który przyjęto za odbiornik, był w rozpatrywanym przedziale czasu faktycznym źródłem energii elektrycznej i *vice versa*.

Energia pozwala lepiej scharakteryzować przekaz energii, jednakże również jest wielkością zmienną w czasie, której wartość zależy od obranego przedziału czasu obserwacji. Poszukiwania **syntetycznego wskaźnika, który opisywałby procesy energetyczne zachodzące w układach za pomocą jednej wartości liczbowej**, doprowadziły do wprowadzenia pojęcia mocy czynnej.

Z definicji **moc czynna** (ang. *average power*, a w odniesieniu do obwodów prądu przemiennego także *active power* lub *real power*) jest równa wartości średniej z mocy chwilowej  $p$  obliczonej za okres zmienności  $T$ :

$$P = p_{av} = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} p dt \quad (2.6)$$

Podstawiając zależność (2.1) otrzymujemy

$$P = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} ui dt = (ui)_{av} \quad (2.7)$$

Jak wynika z definicji, do obliczenia mocy czynnej konieczne jest, aby moc chwilowa wykazywała okresową powtarzalność ze znanym okresem. W takim przypadku całka może być oczywiście obliczona za dowolny przedział czasu o długości  $T$  (niekoniecznie od  $t_0 = 0$ ), jak również za każdą całkowitą wielokrotność  $T$ , co symbolicznie można zapisać jako

$$P = \frac{1}{T} \int_T p dt = \frac{1}{nT} \int_{nT} p dt \quad (2.8)$$

gdzie  $n \geq 1$  jest oczywiście liczbą całkowitą.

Z porównania wzorów (2.6) i (2.5) widać, że moc czynna bardzo dobrze nadaje się do opisu przekazu energii w układzie. Energia dostarczona lub pobrana w jednym okresie pracy układu wyraża się bowiem prostą zależnością

$$W(T) = PT \quad (2.9)$$

Równość ta spełniona jest również, gdy odcinek czasu  $\Delta t$  jest całkowitą wielokrotnością okresu ( $\Delta t = nT$ ):

$$W(nT) = PnT \quad (2.10)$$

Niemniej w przybliżeniu będzie ona spełniona dla dowolnego odcinka czasu  $\Delta t$ , jeżeli tylko  $\Delta t \gg T$ . Podsumowując, energia wydzielona na odcinku czasu  $\Delta t$  – równym całkowitej wielokrotności okresu pracy tego układu lub dużo większym od tego okresu – równa jest iloczynowi mocy czynnej i długości tego odcinka czasu:

$$W(\Delta t) = \int_{\Delta t} p dt \approx P \Delta t \quad (2.11)$$

### 2.2.c. Wartość skuteczna

Jak stwierdzono wyżej, przekaz energii elektrycznej wymaga przepływu prądu. Często interesujące jest, jaki potencjał przekazu energii do odbiornika niesie w sobie prąd o danym przebiegu. Do charakteryzowania przebiegów wielkości elektrycznych pod tym względem stosuje się pojęcie wartości skutecznej.

Przez **wydzielanie energii** (inaczej: **dyssypację energii**, **rozpraszanie energii**) w ogólności rozumie się pobieranie energii elektrycznej i przetwarzanie na energię w innej postaci np. ciepłą, świetlną, mechaniczną. **Wydzielanie energii ma miejsce wyłącznie w elementach czysto rezystancyjnych**. Każdy inny odbiornik można zamodelować przez odpowiednie połączenie rezystancji i innych elementów.

Rozważmy więc rezystancyjny dwójnik o pewnej stałej rezystancji  $R$ , przez który płynie pewien prąd  $i$ . Z prawa Ohma napięcie na tym dwójniku wynosi

$$u = i \cdot R \quad (2.12)$$

Podstawiając powyższe do wzoru na moc czynną (2.7) otrzymujemy:

$$P_R = \frac{1}{T} \int_T p dt = \frac{1}{T} \int_T u i dt = \frac{1}{T} \int_T i^2 R dt = \frac{1}{T} \int_T i^2 dt \cdot R \quad (2.13)$$

Pierwszy czynnik uzyskanego wyrażenia ma wymiar  $[s^{-1}A^2s] = [A^2]$ , jest więc kwadratem pewnej wartości prądu

$$I_{\text{rms}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_T i^2 dt} \quad (2.14)$$

Wartość definiowaną tym wzorem nazywa się **wartością skuteczną** (ang. *root-mean-square*, stąd indeks „rms”, który zwykle pomija się, o ile nie prowadzi to do niejednoznaczności). Definicja ta jest uniwersalna i może być zastosowana również do napięcia lub dowolnego innego przebiegu (niekoniecznie elektrycznego). Jak nietrudno obliczyć, wartość skuteczna prądu stałego jest równa jego wartości stałej.

Wzór (2.13) z użyciem wartości skutecznej prądu przyjmuje postać

$$P_R = I^2 R \quad (2.15)$$

Tak więc wartość skuteczna prądu wyraża pierwiastek z mocy czynnej, jaka wydzieliliby się w odbiorniku czysto dyssypatywnym o jednostkowej rezystancji, gdyby popłynął przezeń ten prąd. Ta interpretacja pokazuje, że wartość skuteczna może znakomicie pełnić rolę **syntetycznego wskaźnika określającego potencjał danego przebiegu w przekazie energii elektrycznej**. Istotne są tu jednak słowa „wydzieliliby się w odbiorniku czysto dyssypatywnym o jednostkowej rezystancji”. Rzeczywiste odbiorniki bywają dużo bardziej złożone (o charakterze RL, RLE, RLC, RC itd., nieliniowe, niestacjonarne), co powoduje, że potencjał określony przez wartość skuteczną wykorzystywany jest jedynie częściowo. Do zagadnienia tego jeszcze powrócimy.

Dla porządku przytoczmy na koniec zależność analogiczną do (2.15), którą uzyskuje się dla wartości skutecznej napięcia:

$$P_R = \frac{U^2}{R} \quad (2.16)$$

a także dwie inne znane zależności obowiązujące również *wyłącznie* dla dwójników czysto rezystancyjnych:

$$P_R = UI \quad (2.17)$$

$$U = IR \quad (2.18)$$



## 2.3. Charakter odbiornika

### 2.3.a. Podstawowe odbiorniki pasywne

Istotnym zagadnieniem, mającym zawsze duży wpływ na działanie (a więc i projektowanie) przekształtnika, jest **charakter odbiornika**. Charakter odbiornika opisuje, co dzieje się z energią doń dostarczaną (w jaki sposób wykorzystywana jest moc  $P_o$ ) oraz jaka jest wzajemna relacja przebiegów prądu przezeń płynącego  $i_o$  i napięcia na nim  $u_o$ . Ponieważ moc czynna wyjściowa jest całką z iloczynu  $i_o u_o$ , więc pierwsze (energia) wynika z drugiego (prąd i napięcie). Dlatego często zamiast o charakterze odbiornika, mówi się o **charakterze obciążenia**, tj. prądu odbiornika  $i_o$  (w domyśle: względem napięcia na tym odbiorniku  $u_o$ ).

Zwróćmy uwagę, że mówiąc precyzyjnie, mówimy np. o odbiorniku o **charakterze rezystancyjnym**, a nie **odbiorniku rezystancyjnym**. Charakter odbiornika opisuje bowiem jego uproszczony model, odzwierciedlający obserwowane na zewnątrz zależności między prądem a napięciem, jednak niekoniecznie jego rzeczywistą, fizyczną postać. W odniesieniu do elementów tego modelu stosuje się indeks „L” od ang. *load* ‘obciążenie’.

Podstawowa klasyfikacja obciążeń (czy też odbiorników) obejmuje następujące 3 przypadki.

1. Obciążenie (odbiornik) ma **charakter rezystancyjny** (oznaczany symbolicznie literą R), jeżeli zmiana prądu  $i_o$  i związana z nią zmiana napięcia  $u_o$  są do siebie proporcjonalne w każdej chwili czasowej. Zgodnie z prawem Ohma (tu podanego w postaci po różniczkowaniu)

$$\frac{d u_o}{d i_o} = R_L \quad (2.19)$$

jest to typowe dla rezystancji.

W tym przypadku moc chwilowa  $p_o$  jest w każdej chwili dodatnia, a więc energia jest przekazywana zawsze w kierunku od źródła do odbiornika. Cała energia elektryczna jest więc przekształcana na energię w innej postaci (pracę użyteczną lub też straty cieplne), nie jest magazynowana ani zwracana do źródła. Nie występuje moc bierna, moc czynna jest równa mocy pozornej, a współczynnik mocy odbiornika wynosi 1.

Obciążenie można uznać za rezystancyjne w dość dużej liczbie przypadków praktycznych (źródła światła, oporowe źródła ciepła, układy scalone).

2. Obciążenie (odbiornik) ma **charakter indukcyjny** (symbolicznie L), jeżeli zmiany prądu  $i_o$  są opóźnione względem zmian napięcia  $u_o$ . Zgodnie z równaniem cewki

$$u_o = L_L \frac{d i_o}{d t} \quad (2.20)$$

jest to charakterystyczne dla indukcyjności. Na przykład skokowa zmiana napięcia  $u_o$  spowoduje powolne – a więc opóźnione – narastanie prądu z pochodną równą  $u_o/L_L$ . Z kolei wymuszenie  $u_o$  sinusoidalne spowoduje przepływ prądu opóźnionego w fazie o  $\pi/2$ .

W przypadku obciążenia czysto indukcyjnego nie występuje zamiana energii elektrycznej na postać użyteczną ani straty cieplne. Ze względu na przesunięcie przebiegów prądu i napięcia, moc chwilowa przyjmuje wartości raz dodatnie, a raz – ujemne. Energia jest najpierw magazynowana w odbiorniku, a następnie w całości oddawana do źródła. Oznacza to, że moc bierna jest równa mocy pozornej, moc czynna wynosi 0, a współczynnik mocy wynosi również 0.

W większości przypadków praktycznych nie mamy do czynienia z charakterem czysto indukcyjnym, ale odpowiadającym szeregowemu połączeniu rezystancji i indukcyjności (symbolicznie RL). Odbiornik taki opisuje zależność

$$u_o = R_L i_o + L_L \frac{di_o}{dt} \quad (2.21)$$

Z zależności tej wynika, że odpowiedzią na skok napięcia będzie wykładnicze narastanie prądu ze stałą czasową  $\tau_L = L_L/R_L$ , zaś odpowiedzią na wymuszenie sinusoidalne – prąd sinusoidalny opóźniony o kąt  $\varphi_L = \arctg(\omega L_L/R_L)$ .

W tym przypadku nadal przez pewną część okresu moc chwilowa jest ujemna, jednak energia zwrócona do źródła w okresie pracy nie jest równa energii zeń pobranej. Istnieje więc niezerowa moc bierna i niezerowa moc czynna, czyli wykonywana jest praca użyteczna lub występują straty ciepła. Współczynnik mocy takiego odbiornika zawiera się w przedziale otwartym (0; 1).

W praktyce obciążenia indukcyjne stanowią np. uzwojenia transformatorów, układy z filtrami indukcyjnościowymi, niektóre przetwornice prądu stałego. Ze szczególnym przypadkiem obciążenia indukcyjnego mamy do czynienia w przypadku silników, a z obciążeniem o niepożądanym charakterze indukcyjnym – w przypadku większości rzeczywistych odbiorników, które mogłyby wydawać się rezystancyjne (zagadnienia te omówimy jeszcze niżej). Ogólnie rzecz biorąc, model obciążenia indukcyjnego nadaje się do opisu większości układów mocy, więc zwykle uznaje się ten przypadek za najbardziej typowy.

3. Obciążenie (odbiornik) ma **charakter pojemnościowy** (symbolicznie C), jeżeli zmiany napięcia  $u_o$  są opóźnione względem zmian prądu  $i_o$ . Zgodnie z równaniem kondensatora

$$i_o = C_L \frac{du_o}{dt} \quad (2.22)$$

jest to charakterystyczne dla pojemności. Skokowa zmiana prądu  $i_o$  spowoduje powolne – a więc opóźnione – narastanie napięcia z pochodną równą  $i_o/C_L$ , zaś wymuszenie  $i_o$  sinusoidalne wywoła przebieg napięcia opóźniony w fazie o  $\pi/2$ .

W przypadku obciążenia czysto pojemnościowego nie występuje zamiana energii elektrycznej na postać użyteczną, ani straty ciepłne. Zwykle jednak w rzeczywistych odbiornikach występuje pierwsze (np. piezoelektryczne elementy wykonawcze) lub drugie (np. prostowniki, baterie kondensatorowe). Stratom cieplnym odpowiada rezystancja  $R_{LS}$  włączona w szereg z kondensatorem, natomiast wykonywaniu pracy użytecznej – rezystancja  $R_{LP}$  równoległa do kondensatora (i do  $R_{LS}$ ). Jeżeli żadna z nich nie może być zaniedbana, odbiornik o takim charakterze (symbolicznie RCR) opisuje zależność

$$i_o + R_{LS}C_L \frac{di_o}{dt} = \frac{u_o}{R_{LP}} + C_L \frac{du_o}{dt} \quad (2.23)$$

Uzyskanie analitycznego rozwiązania tej równości jest skomplikowane, chociaż zasadniczy wynik pozostaje nie zmieniony – zmiany napięcia są opóźnione względem zmian prądu. W przypadku modelu równoległego RC (wyłącznie rezystancja  $R_{LP}$ ), odpowiedzią na skok prądu będzie wykładnicze narastanie napięcia ze stałą czasową  $\tau_L = R_L C_L$ , zaś odpowiedzią na wymuszenie sinusoidalne – napięcie sinusoidalne opóźnione o kąt  $\varphi_L = \arctg(-\omega R_L C_L)^{-1}$ .

Analiza praktycznych układów z obciążeniem pojemnościowym jest trudna nie tylko z powodu złożonej zależności łączącej prąd z napięciem, ale również ze względu na fakt, że źródła energii najczęściej mają charakter napięciowy, a więc napięcie jest przyczyną, nie skutkiem. Trudności te dotyczą w niemiejszym

stopniu projektowania i konstrukcji przekształtników elektronicznych mających niezawodnie współpracować z odbiornikami pojemnościowymi.

Na szczęście odbiorniki o charakterze pojemnościowym są w elektronice mocy spotykane rzadziej niż rezystancyjne i indukcyjne. Typowymi są wspomniane już prostowniki (jako jedyne występujące powszechnie), baterie kondensatorowe oraz elementy piezoelektryczne.

### 2.3.b. Inne odbiorniki typowe dla przekształtników

Dokładnie rzecz biorąc, **rzeczywiste odbiorniki nigdy nie mają charakteru czysto rezystancyjnego**. Do przekazu energii jest bowiem wymagana co najmniej para przewodów, z którą nieodłącznie związana jest pewna niezerowa indukcyjność. Jeżeli wynikająca stąd stała czasowa  $\tau$  (lub równoważne przesunięcie fazowe  $\varphi$ ) układu przewody–odbiornik jest dużo mniejsza, niż czas trwania interesujących nas innych zjawisk (np. okres pracy układu, czas załączania tranzystora) – to przyjmuje się, że obciążenie ma charakter rezystancyjny. Jeżeli natomiast założenia tego nie daje się uznać za spełnione – charakter obciążenia należy uznać za indukcyjny. Widać więc, że wybór modelu R lub modelu RL będzie często wynikać z poziomu szczegółowości, na którym chcemy analizować dany układ.

Spośród odbiorników o charakterze bardziej złożonym niż R, L/RL i C/RC/RCR, najczęściej spotykane są następujące trzy.

4. Odbiornik o **charakterze RLE** opisywany jest zależnością

$$u_o = e_L + R_L i_o + L_L \frac{di_o}{dt} \quad (2.24)$$

Mamy więc do czynienia z opóźnieniem prądu względem napięcia – jak w przypadku odbiornika RL, ale dodatkowo obserwujemy pewne napięcie  $e_L$  niezależne od prądu. Taki charakter posiadają np. silniki i prądnice elektryczne. Składnik  $e_L$  opisuje w ich przypadku siłę elektromotoryczną wynikającą z ruchu obrotowego.

5. Odbiornik o **charakterze RE** opisywany jest zależnością

$$u_o = e_L + R_L i_o \quad (2.25)$$

Odbiornikiem takim jest np. akumulator podczas ładowania (przy czym parametry  $e_L$  i  $R_L$  są w jego przypadku zmienne w czasie – ściśle zależne od stopnia naładowania).

6. Odbiornik ma **charakter RLC**, jeżeli odpowiedź układu na wymuszenie (prądowe lub napięciowe) ma charakter oscylacyjny. Układ opisuje wówczas równanie różniczkowe 2. rzędu.

Obciążenie tego typu występuje np. w falownikach rezonansowych, jak również – jako niepożądane – w rzeczywistych układach z odbiornikami, które teoretycznie posiadają charakter R lub RL, zawierają jednak indukcyjności i pojemności pasożytnicze. Jak już wspomniano wcześniej, w tym ostatnim przypadku wybór modelu zależeć będzie od wymaganej dokładności analizy.

## 2.4. Moc odbiorników impedancyjnych

### 2.4.a. Obwód prądu sinusoidalnie zmiennego z odbiornikiem pasywnym

W przypadku **obwodu prądu sinusoidalnie zmiennego z liniowym odbiornikiem rezystancyjnym** obowiązują zależności (2.15), (2.16) i (2.17). W celu obliczenia mocy czynnej wystarczy jedynie wyznaczyć wartość skuteczną prądu lub napięcia. Jeżeli

$$i = I_m \sin \omega t \quad (2.26)$$

to z definicji (2.14) otrzymuje się

$$I = \frac{I_m}{\sqrt{2}} \quad (2.27)$$

Analogicznie dla napięcia

$$U = \frac{U_m}{\sqrt{2}} \quad (2.28)$$

przy czym z zależności (2.12)

$$u = iR = I_m R \sin \omega t = U_m \sin \omega t \quad (2.29)$$

Jednakże w ogólniejszym przypadku odbiornika pasywnego o impedancji

$$\underline{Z} = R + jX \quad (2.30)$$

pojawia się przesunięcie fazowe między przebiegiem prądu i napięcia

$$\varphi = \varphi_u - \varphi_i = \arg \underline{Z} = \arctg \frac{X}{R} \quad (2.31)$$

Powoduje to, że **równość (2.12) przestaje być spełniona i tracą moc wszystkie zależności wprowadzone później**. Jeżeli przyjmiemy  $\varphi_i = 0$ , to napięcie wyraża się obecnie wzorem

$$u = U_m \sin(\omega t + \varphi) = I_m Z \sin(\omega t + \varphi) \quad (2.32)$$

gdzie  $Z$  – moduł impedancji  $\underline{Z}$ . Podstawiając powyższe do zawsze słusznej zależności (2.1) i wykorzystując odpowiedni wzór trygonometryczny, mamy

$$\begin{aligned} p = ui &= U_m I_m \sin \omega t \sin(\omega t + \varphi) = U\sqrt{2} \cdot I\sqrt{2} \cdot \frac{1}{2} [\cos(\omega t + \varphi - \omega t) - \cos(\omega t + \varphi + \omega t)] = \\ &= UI \cdot [\cos \varphi - \cos(2\omega t + \varphi)] \end{aligned} \quad (2.33)$$

Stąd z definicji moc czynna

$$P = p_{av} = UI \cos \varphi = I^2 Z \cos \varphi = \frac{U^2}{Z} \cos \varphi \quad (2.34)$$

który to wynik można otrzymać bez całkowania, gdyż w sposób oczywisty wartość średnia drugiego kosinusa za okres  $T = 2\pi/\omega$  wynosi 0.

### 2.4.b. Współczynnik mocy

Z punktu widzenia przekazu energii elektrycznej otrzymany wynik należy interpretować tak, że **nie cały potencjał wyrażony wartościami skutecznymi prądu i napięcia jest użytecznie wykorzystywany** w odbiorniku (przetwarzany na energię innej postaci). Porównanie ze wzorem (2.17) pokazuje, że wykorzystane zostaje jedynie  $\cos \varphi$  tego potencjału. Reszta energii przekazywanej w układzie podlega cyklicznie naprzemiennemu magazynowaniu w elementach reaktancyjnych (L lub C) i oddawaniu do obwodu, co liczbowo opisuje zmienny w czasie drugi kosinus we wzorze (2.33).

Przyjmijmy dla ustalenia uwagi, że źródło energii – jak większość źródeł rzeczywistych np. sieć energetyczna – jest źródłem napięcia o pewnej wartości skutecznej  $U$ . Wówczas w przypadku odbiornika czysto dyssypatywnego, do przetworzenia w nim określonej energii  $W$  w czasie  $\Delta t$  wystarczy, że w obwodzie popłynie prąd o wartości skutecznej, którą można obliczyć z zależności (2.17) i (2.11):

$$I = \frac{P}{U} = \frac{W}{U \cdot \Delta t} \quad (2.35)$$

Natomiast w przypadku odbiornika zawierającego reaktancję, do przetworzenia tej samej energii przy zasilaniu z tego samego źródła konieczny jest przepływ prądu o wartości wynikającej z zależności (2.34):

$$I' = \frac{P}{U \cos \varphi} = \frac{W}{U \cdot \Delta t \cdot \cos \varphi} \quad (2.36)$$

Ponieważ  $\cos \varphi < 1$ , więc  $I' > I$ . Stanowi to bardzo ważny wniosek i jest faktem negatywnym, gdyż **wydajność źródła i obciążalność przekształtnika muszą być większe, niż wynikałoby to z wielkości użytecznie przetwarzanej energii**. Stosunek mocy czynnej wydzielanej w dwójniku do iloczynu wartości skutecznych napięcia na tym dwójniku i prądu przezeń płynącego nazywa się **współczynnikiem mocy** (ang. *power factor*)

$$\lambda = \frac{\Delta P}{UI} \quad (2.37)$$

Biorąc pod uwagę zależność (2.17), współczynnik mocy można interpretować jako stosunek mocy czynnej, jaka faktycznie jest wydzielana w danym odbiorniku, do mocy czynnej, jaką przy danym napięciu i prądzie można by wydzielić w odbiorniku czysto dyssypatywnym. Dla odbiornika czysto dyssypatywnego (czyli czysto rezystancyjnego) współczynnik mocy przyjmuje więc maksymalną możliwą wartość

$$\lambda = \frac{P}{UI} = \frac{UI \cos 0}{UI} = 1 \quad (2.38)$$

Natomiast dla odbiornika pasywnego liniowego o kącie fazowym  $\varphi$

$$\lambda = \frac{P}{UI} = \frac{UI \cos \varphi}{UI} = \cos \varphi \quad (2.39)$$

Za pomocą współczynnika mocy można charakteryzować nie tylko ścisły odbiornik. Ponieważ wejście przekształtnika jest traktowane jako posiadające charakter odbiornika, więc parametr  $\lambda$  można zdefiniować również na tym wejściu:

$$\lambda = \frac{\Delta P_i}{U_i I_i} \quad (2.40)$$

Iloraz ten wyraża współczynnik mocy układu przekształtnik-odbiornik.

Wartość współczynnika mocy ma ogromne znaczenie praktyczne dla właściciela źródła energii i sieci przesyłowej. Właściciel ten na swoich zaciskach wyjściowych widzi właśnie układ przekształtnik-odbiornik. Zakładając, że generator stanowi źródło napięcia o wartości  $U_i$ , w celu zasilenia układu pobierającego moc  $P_i$  należy wyprodukować i dostarczyć prąd o natężeniu, które można obliczyć z (2.40):

$$I_i = \frac{P_i}{U_i \lambda} \quad (2.41)$$

Jeżeli współczynnik mocy  $\lambda = 1$ , to

$$I_i = \frac{P_i}{U_i} \quad (2.42)$$

a więc natężenie prądu wynika wprost ze zużywanej w układzie przekształtnik-odbiornik mocy czynnej  $P_i$ . Natomiast **przy mniejszym współczynniku mocy ze źródła poprzez sieć popłynie do odbiorcy prąd większy** (gdyż  $\lambda < 1$  znajduje się w mianowniku), **niż wynikałoby to ze zużywanej mocy czynnej**. Na ten większy prąd należy zaprojektować zarówno generator w elektrowni, jak i stacje transformatorowe i linie przesyłowe. **Podnosi to koszty budowy systemu, ale również jego funkcjonowania**, gdyż zwiększony prąd oznacza zwiększone straty mocy i spadki potencjału (patrz przypis 4 na s. 50) w nieidealnej (stratnej) sieci. **Jest także bardziej obciążające dla środowiska naturalnego** ze względu na większe zużycie paliw i wytwarzane zanieczyszczenia.

Tradycyjne mierniki zużycia energii mierzą energię wynikającą z mocy czynnej i za jej zużycie rozliczany jest odbiorca. Dlatego w przypadku odbiorców eksploatujących odbiorniki dużej mocy o silnej reaktancji (np. silniki w zakładach przemysłowych), opłatę dodatkowo uzależnia się od wartości współczynnika mocy obserwowanej na przyłączy sieci energetycznej.

#### 2.4.c. Moc pozorna i moc bierna

Iloczyn skutecznych wartości napięcia i prądu nazywa się **mocą pozorną** (ang. *apparent power*)

$$S = UI \quad (2.43)$$

Przyjęło się wyrażać ją w woltoamperach (VA), przy czym oczywiście matematycznie  $1 \text{ VA} = 1 \text{ W}$ .

Korzystając z pojęcia mocy pozornej, współczynnik mocy układu przekształtnik-odbiornik (2.40) można wyrazić jako

$$\lambda = \frac{P_i}{S_i} \quad (2.44)$$

Współczynnik mocy określa więc udział mocy czynnej wejściowej w pobranej z sieci mocy pozornej. Innymi słowy, mówi on, ile energii elektrycznej musi krążyć w układzie pomiędzy źródłem a odbiornikiem, jeżeli układ przekształtnik-odbiornik zużywa efektywną (czynną) moc  $P_i$ . Ma to oczywiście ścisły związek z natężeniem płynącego w układzie prądu, zgodnie ze wzorem (2.43) i wnioskami z par. 2.4.b.

Ilość energii elektrycznej przekazywanej w układzie, ale nie przetwarzanej na pracę (inną postać energii) w odbiorniku ani nie traconej w formie ciepła, wyraża tzw. **moc bierna** (ang. *reactive power*)

$$Q = \sqrt{S^2 - P^2} \quad (2.45)$$

Podstawiając (2.37) i (2.43) otrzymujemy

$$Q = \sqrt{S^2 - S^2 \lambda^2} = S\sqrt{1 - \lambda^2} = UI\sqrt{1 - \lambda^2} \quad (2.46)$$

Zgodnie z przewidywaniem, wzrost mocy biernej, a więc zwiększenie energii przekazywanej między elementami układu, ale efektywnie nie zużywanej (ani na wykonanie pracy użytecznej, ani na straty ciepłe), jest równoważny zmniejszeniu współczynnika mocy.

Biorąc natomiast pod uwagę wzór (2.34), dla odbiornika pasywnego impedancyjnego otrzymujemy zależność

$$Q = \sqrt{(UI)^2 - (UI)^2 \cos^2 \varphi} = UI\sqrt{1 - \cos^2 \varphi} = UI \sin \varphi \quad (2.47)$$

Jednostką mocy biernej jest var (1 var) z ang. *volt-ampere reactive* 'woltoamper bierny'. Oczywiście matematycznie 1 var = 1 W.

## 2.5. Przekaz energii przy przebiegach niesinusoidalnych

### 2.5.a. Rozwinięcie w szereg Fouriera

Jak stwierdziliśmy w par. 1, przekształtnik może zmieniać wartość, częstotliwość, jak również kształt przebiegów. W tradycyjnych układach elektrycznych zasilanych z sieci napięcia przemiennego zarówno napięcie, jak i prąd mogły być co najwyżej sinusoidalnie zmienne. Przekształtniki elektroniczne wprowadziły w tym zakresie radykalną zmianę, gdyż **z ich działaniem nieodłącznie związane jest odkształcenie przebiegu prądu**, tzn. przyjmowanie kształtu innego niż idealna sinusoida. Odkształcenie to może przyjmować różną postać, a przy nieidealnej sieci zasilającej powoduje również – co bardzo niekorzystne – odkształcenie napięcia.

Nasze rozważania musimy więc rozszerzyć na przebiegi o kształcie innym niż sinusoidalny. Z pomocą przychodzi tu analiza harmoniczna, czyli zastosowanie **szeregu Fouriera**.

Jak głosi **twierdzenie Fouriera**, każdy przebieg okresowy  $x$  – a takich wymaga przecież definicja mocy czynnej i wszystkie powiązane z nią pojęcia i zależności – można przedstawić jako sumę składowej stałej w czasie  $X_0$  i w ogólnym przypadku nieskończonej liczby składowych przemiennych sinusoidalnych  $x_n$ , gdzie  $n = 1, 2, 3, \dots$ :

$$x = X_0 + \sum_{n=1}^{\infty} x_n = X_0 + \sum_{n=1}^{\infty} X_n \sqrt{2} \sin(n\omega t + \varphi_n) \quad (2.48)$$

przy czym pulsacja  $\omega$  odpowiada okresowi  $T$  przebiegu  $x$ :

$$\omega = \frac{2\pi}{T} \quad (2.49)$$

W szeregu Fouriera można wyróżnić:

- składową stałą w czasie  $X_0$ , którą nazywa się po prostu **składową stałą** (ang. *direct component*);
- składową  $x_1$  o pulsacji  $\omega$ , którą nazywa się **składową podstawową**;
- składowe  $x_n$  dla  $n \geq 2$ , które nazywa się **składowymi harmonicznymi** przebiegu  $x$ ;
- przy czym suma składowej podstawowej i składowych harmonicznymi stanowi **składową przemienną** (ang. *alternating component*) przebiegu

$$x_a = x_1 + \sum_{n=2}^{\infty} x_n = \sum_{n=1}^{\infty} x_n \quad (2.50)$$

Niezwykle ważnym wynikiem uzyskiwanym z rozwinięcia w szereg Fouriera jest równość mówiąca, że składowa stała każdego sygnału zmiennego równa jest jego wartości średniej:

$$X_0 = X_{av} \quad (2.51)$$

Wniosek ten wypływa wprost z postaci wzorów na współczynniki szeregu Fouriera. Średnia musi być oczywiście obliczona za okres zmienności przebiegu  $x$  jako całości, a więc za okres  $T$ :

$$X_{av} = \frac{1}{T} \int_T x dt \quad (2.52)$$

W praktyce pomiarowej rozwinięcia w szereg Fouriera dokonuje się za pomocą narzędzi cyfrowych stosowanych do przebiegów dyskretnych (spróbkowanych za pomocą cyfrowego przyrządu pomiarowego). Najpopularniejszymi z tych narzędzi są: **dyskretna transformata**



**Fouriera** (ang. *Discrete Fourier Transform, DFT*) i **transformata świergotowa** (ang. *Chirp Z-Transform, CZT*). Wydajnym algorytmem obliczania DFT jest **szybka transformata Fouriera** (ang. *Fast Fourier Transform, FFT*).

### 2.5.b. Wartość skuteczna

Podstawiając wzór na przebieg  $x$  w postaci szeregu Fouriera (2.48) do definicji wartości skutecznej (2.14) i zamieniając kolejność całkowania i sumowania, otrzymujemy:

$$\begin{aligned}
 X &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_T \left( X_0 + \sum_{n=1}^{\infty} x_n \right)^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_T \left[ X_0^2 + 2X_0 \sum_{n=1}^{\infty} x_n + \left( \sum_{n=1}^{\infty} x_n \right)^2 \right] dt} = \\
 &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_T \left( X_0^2 + 2X_0 \sum_{n=1}^{\infty} x_n + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} x_m x_n \right) dt} = \\
 &= \sqrt{\frac{1}{T} \left( \int_T X_0^2 dt + \int_T 2X_0 \sum_{n=1}^{\infty} x_n dt + \int_T \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} x_m x_n dt \right)} = \tag{2.53} \\
 &= \sqrt{X_0^2 \cdot \frac{1}{T} \int_T dt + 2X_0 \cdot \frac{1}{T} \int_T \sum_{n=1}^{\infty} x_n dt + \frac{1}{T} \int_T \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} x_m x_n dt} = \\
 &= \sqrt{X_0^2 + 2X_0 \cdot \underbrace{\sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{T} \int_T x_n dt}_{S_1} + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \underbrace{\frac{1}{T} \int_T x_m x_n dt}_{S_2}}
 \end{aligned}$$

Pod pierwiastkiem uzyskaliśmy sumę jednej wartości stałej i dwóch sum całek  $S_1$  i  $S_2$ . Każda z całek wyraża wartość średnią za okres  $T$ .

Wszystkie funkcje podcałkowe  $x_n$  w sumie  $S_1$  są – zgodnie ze wzorem (2.48) – sinusoidami o okresie równym  $T/n$ , gdzie  $n$  jest całkowite. Liczba  $T$  stanowi więc dla nich całkowitą wielokrotność okresu. Średnia funkcji sinus za jej okres – więc także za każdą całkowitą wielokrotność tego okresu – wynosi 0, dlatego  $S_1 = 0$ .

Druga suma średnich po podstawieniu  $x_m$  i  $x_n$  daje, po skorzystaniu z odpowiedniego wzoru trygonometrycznego,

$$\begin{aligned}
 S_2 &= \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{T} \int_T x_m x_n dt = \\
 &= \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{T} \int_T X_m \sqrt{2} \sin(m\omega t + \varphi_m) \cdot X_n \sqrt{2} \sin(n\omega t + \varphi_n) dt = \\
 &= \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} 2X_m X_n \frac{1}{T} \int_T \frac{1}{2} [\cos(m\omega t + \varphi_m - n\omega t - \varphi_n) - \cos(m\omega t + \varphi_m + n\omega t + \varphi_n)] dt = \\
 &= \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} X_m X_n \left\{ \frac{1}{T} \int_T \cos[(m-n)\omega t + (\varphi_m - \varphi_n)] dt - \frac{1}{T} \int_T \cos[(m+n)\omega t + (\varphi_m + \varphi_n)] dt \right\} \tag{2.54}
 \end{aligned}$$

Wzór ten wygląda na bardzo skomplikowany, jednak większość jego składników okazuje się zerowa. Wystarczy zauważyć, że otrzymane funkcje podcałkowe są kosinusami o pulsacjach będących całkowitymi wielokrotnościami  $\omega$ , bowiem  $m-n$  i  $m+n$  są nadal całkowite. W związku z tym średnie tych kosinusów za okres  $T$  będą jak poprzednio równe 0. Z jednym wyjątkiem: w szczególnym przypadku  $m = n$ , z pierwszego kosinusa otrzymujemy

$$\cos[(m-n)\omega t + (\varphi_m - \varphi_n)] = \cos[(n-n)\omega t + (\varphi_n - \varphi_n)] = \cos 0 = 1.$$

Jest to funkcja stała i w tym przypadku średnia będzie równa nie 0, lecz 1. Suma  $S_2$  redukuje się więc do

$$S_2 = \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} X_m X_n \left\{ \underbrace{\frac{1}{T} \int_T \cos[(m-n)\omega t + (\varphi_m - \varphi_n)] dt}_{1 \text{ dla } n=m, 0 \text{ dla pozostałych}} - \underbrace{\frac{1}{T} \int_T \cos[(m+n)\omega t + (\varphi_m + \varphi_n)] dt}_{0 \text{ dla każdych } n, m} \right\} = \quad (2.55)$$

$$= \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} X_m X_n \cdot 1 \Big|_{n=m} = \sum_{n=1}^{\infty} X_n^2$$

Podstawiając  $S_1 = 0$  oraz powyższy wynik do (2.53), uzyskujemy prostą zależność łączącą wartość skuteczną przebiegu z wartościami skutecznymi jego składowych – tzw. **wzór Parsewala**:

$$X = \sqrt{X_0^2 + \sum_{n=1}^{\infty} X_n^2} \quad (2.56)$$

Prostota tego wyniku (zadziwiająca biorąc pod uwagę długość wyjściowych wzorów) upewnia nas, że wartość skuteczna zdefiniowana wzorem (2.14) jest bardzo pomocnym narzędziem zarówno pod względem interpretacji fizycznej, jak i możliwości prowadzenia obliczeń.

Pierwszy składnik pod pierwiastkiem jest wartością składowej stałej przebiegu  $x$ . Jeżeli wyeliminujemy tę składową ( $X_0 = 0$ ), to wynik będzie określał wartość skuteczną samej tylko składowej przemiennej:

$$X_a = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} X_n^2} \quad (2.57)$$

Podstawiając powyższe do (2.56), otrzymujemy wzór Parsewala w postaci

$$X = \sqrt{X_0^2 + X_a^2} \quad (2.58)$$

### 2.5.c. Moc czynna

W przypadku mocy czynnej podstawienie szeregu Fouriera za prąd i napięcie we wzorze (2.7) prowadzi do sumy iloczynów każdej składowej prądu z każdą składową napięcia:

$$P = \frac{1}{T} \int_T u i dt = \frac{1}{T} \int_T \left( U_0 + \sum_{n=1}^{\infty} u_n \right) \left( I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} i_n \right) dt =$$

$$= \frac{1}{T} \int_T U_0 I_0 dt + \frac{1}{T} \int_T \left( U_0 \sum_{n=1}^{\infty} i_n \right) dt + \frac{1}{T} \int_T \left( I_0 \sum_{n=1}^{\infty} u_n \right) dt + \frac{1}{T} \int_T \left( \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} u_m i_n \right) dt \quad (2.59)$$

$$= U_0 I_0 + U_0 \underbrace{\sum_{n=1}^{\infty} \left( \frac{1}{T} \int_T i_n dt \right)}_{S_1} + I_0 \underbrace{\sum_{n=1}^{\infty} \left( \frac{1}{T} \int_T u_n dt \right)}_{S_2} + \underbrace{\sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \left( \frac{1}{T} \int_T u_m i_n dt \right)}_{S_3}$$

Otrzymaliśmy sumę 4 składników. Pierwszy z nich jest jawnie stały. Drugi i trzeci zawierają sumy wartości średnich przebiegów  $i_n$  ( $S_1$ ) albo  $u_n$  ( $S_2$ ) za okres  $T$ . Przebiegi te są sinusoidalnie zmienne o okresie  $T/n$ , a więc ich średnie za czas  $T$  – co uzasadniliśmy wyżej – są zerowe, stąd  $S_1 = S_2 = 0$ . Z kolei  $S_3$  jest sumą tego samego typu, co poprzednio (dla wartości skutecznej)  $S_2$ . Daje więc ona niezerowy wynik tylko od iloczynów dla  $n = m$ :

$$\begin{aligned}
S_3 &= \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{T} \int_T u_m i_n dt = \\
&= \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{T} \int_T U_m \sqrt{2} \sin(m\omega t + \varphi_{um}) \cdot I_n \sqrt{2} \sin(n\omega t + \varphi_{in}) dt = \\
&= \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} U_m I_n \left\{ \frac{1}{T} \int_T \cos[(m-n)\omega t + (\varphi_{um} - \varphi_{in})] dt - \frac{1}{T} \int_T \cos[(m+n)\omega t + (\varphi_{um} + \varphi_{in})] dt \right\} = (2.60) \\
&= \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} U_m I_n \frac{1}{T} \int_T \cos[0 + (\varphi_{um} - \varphi_{in})] dt \Big|_{n=m} = \\
&= \sum_{n=1}^{\infty} U_n I_n \frac{1}{T} \int_T \cos(\varphi_{un} - \varphi_{in}) dt = \sum_{n=1}^{\infty} U_n I_n \frac{1}{T} \int_T \cos \varphi_n dt = \sum_{n=1}^{\infty} U_n I_n \cos \varphi_n
\end{aligned}$$

Przez analogię do kąta fazowego dwójnika,  $\varphi_n$  oznacza różnicę faz napięcia i prądu  $n$ -tej składowej:

$$\varphi_n = \varphi_{un} - \varphi_{in} \quad (2.61)$$

Z definicji szeregu Fouriera każda składowa przemienna prądu i napięcia jest przebiegiem sinusoidalnie zmiennym. Do każdej z nich ma więc zastosowanie wzór (2.34). Oznacza to, że otrzymana suma jest sumą mocy czynnych związanych z poszczególnymi składowymi przemiennymi.

Podstawiając  $S_1 = S_2 = 0$  oraz powyższy wynik dla  $S_3$  do (2.59), uzyskujemy zależność jeszcze prostszą niż dla wartości skutecznej:

$$P = P_0 + \sum_{n=1}^{\infty} P_n = U_0 I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} U_n I_n \cos \varphi_n \quad (2.62)$$

Jest ona uznawana za **równoważną postać wzoru Parsevala**.

Składnik  $P_0$  wyraża moc czynną przenoszoną przez składowe stałe prądu i napięcia

$$P_0 = U_0 I_0$$

natomiast składniki  $P_n$  wyrażają moc czynną przenoszoną przez poszczególne  $n$ -te składowe przemienne prądu i napięcia. Suma  $\sum P_n$  wyraża więc całkowitą moc przenoszoną przez składowe przemienne prądu i napięcia

$$P_a = \sum_{n=1}^{\infty} P_n = \sum_{n=1}^{\infty} U_n I_n \cos \varphi_n \quad (2.63)$$

przy czym jednocześnie

$$P_a = \frac{1}{T_s} \int_{T_s} p_a dt = \frac{1}{T_s} \int_{T_s} u_a i_a dt \quad (2.64)$$

Stąd

$$P = P_0 + P_a \quad (2.65)$$

Prostota uzyskanych wzorów na wartość skuteczną i moc czynną, a także dostępność metod numerycznych (jak szybka transformata Fouriera) sprawia, że **analiza harmoniczna jest często używana w odniesieniu do układów z niesinusoidalnie zmiennymi prądami lub napięciami**.

### 2.5.d. Współczynniki kształtu i szczytu

Rozbieżność między kształtem danego przebiegu a kształtem idealnej sinusoidy można ilościowo scharakteryzować za pomocą **współczynnika kształtu**  $k_f$  (ang. *form factor*), definiowanego jako stosunek wartości skutecznej przebiegu do wartości średniej jego modułu (średniej z wartości bezwzględnej):

$$k_f = \frac{X}{X_{\text{abs(av)}}} \quad (2.66)$$

gdzie  $X$  – wartość skuteczna przebiegu  $x$ , zaś

$$X_{\text{abs(av)}} = \frac{1}{T} \int_T |x| dt \quad (2.67)$$

Dla sinusoidy o amplitudzie  $X_m$ , wartość skuteczna wynosi, jak wiadomo,  $X_m/\sqrt{2}$ , zaś wartość średnia modułu –  $X_m \cdot 2/\pi$ ; stąd dla idealnej sinusoidy

$$k_{f,\text{sin}} = \frac{\frac{X_m}{\sqrt{2}}}{\frac{2}{\pi} X_m} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \approx 1,111 \quad (2.68)$$

Nietrudno wyprowadzić, że dla przebiegu prostokątnego  $k_f = 1$ , zaś dla trójkątnego  $k_f = 2/\sqrt{3} \approx 1,155$ . Widać więc, że współczynnik kształtu większy od 1,111 oznacza przebieg o kształcie „smuklejszym”, zaś mniejszy od 1,111 – o kształcie „pełniejszym” niż sinusoida.

Kształt przebiegu można również scharakteryzować za pomocą **współczynnika szczytu** (ang. *crest factor*)

$$k_c = \frac{X_{\text{pk}}}{X} \quad (2.69)$$

gdzie  $X_{\text{pk}}$  – wartość szczytowa przebiegu. Jego Dla idealnej sinusoidy  $k_c = \sqrt{2} \approx 1,41$ .

### 2.5.e. Współczynnik zniekształceń harmonicznyc

W dziedzinie częstotliwości, tj. po zastosowaniu analizy harmonicznej (transformaty Fouriera), odkształcenie od sinusoidy objawia się powstaniem harmonicznyc, czyli składowyc częstotliwości wyższej niż podstawowa. W tym przypadku poziom odkształcenia określa ilościowo **współczynnik zniekształceń harmonicznyc** (lub **współczynnik zawartości harmonicznyc**, ang. *total harmonic distortion, THD*). Definiuje się go jako stosunek wartości skutecznej składowej przemiennej przebiegu z pominięciem składowej podstawowej [patrz wzór (2.56)], do wartości skutecznej tej składowej podstawowej:

$$d_h = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} X_k^2}}{X_1} \quad (2.70)$$

gdzie  $X_k$  – wartość skuteczna  $k$ -tej składowej przebiegu  $x$ . Jeśli badany przebieg nie zawiera harmonicznyc, to  $d_h = 0\%$ . W przeciwnym razie jego wartość może być duża, znacznie przekraczająca 100%.

W praktyce pomiarowej konieczne jest zawsze ograniczenie sumowania do pewnej dostępnej liczby składowyc  $N$  (bowiem rozkład na nieskończoną liczbę składowyc jest możliwy wyłącznie analitycznie):

$$d_h = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^N X_k^2}}{X_1} \quad (2.71)$$

Korzystając ze wzoru Parsewala (2.56), wzór (2.70) można przekształcić do postaci, która niekiedy bywa łatwiejsza w użyciu:

$$d_h = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} X_k^2}}{X_1} = \frac{\sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} X_k^2 - X_1^2}}{X_1} = \frac{\sqrt{X_a^2 - X_1^2}}{X_1} \quad (2.72)$$

Współczynnik zniekształceń harmoniczných posiada też alternatywną definicję, odnoszącą zawartość harmoniczných do wartości skutecznej nie składowej podstawowej, lecz całej składowej przemiennej:

$$d_h = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} X_k^2}}{X_a} \quad (2.73)$$

Tak zdefiniowana wartość  $d_h$  nigdy nie przekracza 100%.

## 2.6. Jakość przetwarzania energii

### 2.6.a. Współczynnik mocy przy przebiegach odkształconych

Dla przebiegów niesinusoidalnie zmiennych **zachowuje ważność wzór** (2.15) wyprowadzony dla dwójnika rezystancyjnego. Wynił on bowiem wprost z definicji mocy czynnej i wartości skutecznej, bez czynienia założeń co do kształtu przebiegu. Oczywiście **nie zmieniają się również definicje mocy pozornej** (2.43), **biernej** (2.45) i **współczynnika mocy** (2.37), a więc w mocy pozostają ich interpretacje praktyczne.

Do przebiegów niesinusoidalnych **nie stosują się natomiast wzory wyprowadzone z tych definicji** dla odbiorników impedancyjnych przy założeniu idealnie sinusoidalnego charakteru przebiegów prądu i napięcia. W szczególności:

$$\begin{aligned} P &\neq UI \cos \varphi \\ Q &\neq UI \sin \varphi \\ \lambda &\neq \cos \varphi \end{aligned}$$

Dla przebiegów niesinusoidalnych wzory te tracą w ogóle sens fizyczny, gdyż nie wiadomo, jak można by zdefiniować przesunięcie fazowe między niesinusoidalnym prądem a napięciem. Nie da się bowiem wskazać odpowiadających sobie punktów początkowych tych przebiegów.

Błędne jest więc spotykane często utożsamianie współczynnika mocy z kosinusem kąta przesunięcia fazowego. Są to zupełnie różne wielkości fizyczne, które jedynie przyjmują tę samą wartość dla pewnej szczególnej klasy układów, tj. o sinusoidalnym prądzie i napięciu.

Kąt przesunięcia fazowego  $\varphi$  można natomiast zdefiniować i wyznaczyć dla każdej  $n$ -tej składowej z osobna, gdyż każda z nich jest sinusoidalnie zmienna. Dla każdej z tych składowych z osobna wzory (2.34) i (2.47) pozostają więc w mocy.

Do układów z przebiegami niesinusoidalnymi można stosować wyłącznie wzory (2.37) i (2.46). Pokazuje to, jak ważną rolę odgrywa współczynnik mocy w analizie przekształtników elektronicznych. Stanowi on **syntetyczny wskaźnik charakteryzujący wypadkowy skutek energetyczny spowodowany nie tylko przesunięciem prądu i napięcia względem siebie, ale również ich odmiennym kształtem**.

Stosowaną przez nas (i najczęściej na świecie) teorię mocy przy przebiegach niesinusoidalnych stworzył w latach 1930. polski uczony, profesor Politechniki Lwowskiej Stanisław Fryze. Dla precyzji należy wspomnieć, że nie jest ona jedyną. Konkurencyjną koncepcję opracował Constantin Budeanu z Rumunii. Utrzymuje ona wzór (2.47) jako definicyjny dla mocy biernej, zaś brakującą w wyniku tego część mocy pozornej nazywa **mocą odkształcenia** (ang. *distortion power*) definiowaną jako

$$D = \sqrt{S^2 - P^2 - Q^2} \quad (2.74)$$

Do analizy przekształtników elektronicznych bardziej przydatna (ze względu na jasność interpretacji poszczególnych mocy) jest jednak teoria Fryzego.

### 2.6.b. Przypadek odkształconego prądu przy sinusoidalnym napięciu

Źródła zasilania mają najczęściej charakter napięciowy. W przypadku przekształtników pobierających energię poprzez składową przemienną (AC-AC albo AC-DC) źródłem takim jest najczęściej sieć napięcia przemiennego. Kształt i amplituda **napięcia sieci słabo zależą od obciążenia**, tj. prądu pobieranego przez przekształtnik. Tym samym sieć ta może w uproszczeniu być rozważana jako idealne źródło napięcia sinusoidalnego. W takim wypadku **przebieg napięcia wejściowego** przekształtnika  $u_i$  jest **sinusoidalny** i pozbawiony składowej stałej. Natomiast **kształt prądu wejściowego**  $i_i$  **może być odmienny** i zależeć będzie od właściwości

przekształtnika. Dla uproszczenia rozważań założymy jednak, że układ pobiera prąd w sposób symetryczny, w związku z czym nie zawiera on składowej stałej.

Jeżeli przebieg jest odkształcony od sinusoidy, to zgodnie z twierdzeniem Fouriera można go rozpatrywać jako sumę składowej podstawowej – sinusoidy o częstotliwości podstawowej tego przebiegu, oraz składowych harmonicznych – szeregu sinusoid o częstotliwościach równych kolejnym wielokrotnościom częstotliwości podstawowej. Współczynnik zniekształceń harmonicznych prądu wejściowego  $d_{hi}$  jest więc większy od zera. Z drugiej strony odkształcenie prądu  $i_i$  względem napięcia  $u_i$  oznacza, że z punktu widzenia wejścia układ przekształtnik-odbiornik ma charakter nierezystancyjny. Występuje więc moc bierna i – jak stwierdziliśmy wyżej – **współczynnik mocy jest mniejszy od jedności**.

Założenie idealnie sinusoidalnego kształtu napięcia wejściowego  $u_i$  oznacza, iż zawiera ono jedynie składową podstawową  $u_{i(1)}$ . Z definicji współczynnika mocy (2.37), wzoru Parsevala dla mocy czynnej (2.62) oraz założenia o braku składowej stałej otrzymujemy

$$\lambda = \frac{P_i}{S_i} = \frac{\sum_k P_{i(k)}}{U_i I_i} = \frac{\sum_k U_{i(k)} I_{i(k)} \cos \varphi_{i(k)}}{U_i I_i} \quad (2.75)$$

Ponieważ napięcie zawiera tylko składową podstawową, więc jej wartość skuteczna  $U_{i(1)}$  jest równa wartości skutecznej tego napięcia  $U_i$ . Natomiast wyższe składowe harmoniczne ( $k > 1$ )  $U_{i(k)}$  mają wartość zerową, co oznacza także **wyzerowanie wyższych składowych mocy czynnej**  $P_{i(k)}$ . Stąd

$$\lambda = \frac{U_i I_{i(1)} \cos \varphi_{i(1)}}{U_i I_i} = \frac{I_{i(1)} \cos \varphi_{i(1)}}{I_i} \quad (2.76)$$

gdzie  $I_{i(1)}$  jest wartością skuteczną składowej podstawowej prądu wejściowego, zaś  $\varphi_{i(1)}$  – przesunięciem fazowym między tą składową a napięciem wejściowym  $u_i$ .

Odkształcenie prądu można opisać za pomocą współczynnika zniekształceń harmonicznych. Zapisując wzór (2.72) dla prądu wejściowego  $i_i$  mamy

$$d_{hi} = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} I_{i(k)}^2}}{I_{i(1)}} = \frac{\sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} I_{i(k)}^2 - I_{i(1)}^2}}{I_{i(1)}} = \frac{\sqrt{I_{i(a)}^2 - I_{i(1)}^2}}{I_{i(1)}} \quad (2.77)$$

gdzie  $I_{i(a)}$  jest wartością skuteczną składowej przemiennej prądu wejściowego. Ponieważ założyliśmy, że prąd ten nie ma składowej stałej, więc wartość skuteczna składowej przemiennej  $I_{i(a)}$  jest równa wartości skutecznej całego przebiegu  $I_i$ . Dlatego

$$d_{hi} = \frac{\sqrt{I_{i(a)}^2 - I_{i(1)}^2}}{I_{i(1)}} = \frac{\sqrt{I_i^2 - I_{i(1)}^2}}{I_{i(1)}} = \sqrt{\left(\frac{I_i}{I_{i(1)}}\right)^2 - 1} \quad (2.78)$$

skąd po przekształceniach

$$\frac{I_i}{I_{i(1)}} = \sqrt{1 + d_{hi}^2} \quad (2.79)$$

Podstawiając powyższe do (2.76) otrzymujemy ostatecznie

$$\lambda = \frac{I_{i(1)} \cos \varphi_{i(1)}}{I_i} = \frac{\cos \varphi_{i(1)}}{\sqrt{1 + d_{hi}^2}} \quad (2.80)$$

gdzie – przypomnijmy –  $\varphi_{i(1)}$  jest przesunięciem fazowym między składową podstawową prądu wejściowego  $i_i$  a napięciem wejściowym  $u_i$ .

Powyższa zależność **wiąże współczynnik mocy ze współczynnikiem zniekształceń harmonicznego prądu** przy założeniu, że napięcie jest sinusoidalne. Wynika z niego, że im większe zniekształcenia prądu (odkształcenie od sinusoidy), tym niższy współczynnik mocy. Potwierdza to nasze wcześniejsze przewidywania.

### 2.6.c. Sprawność energetyczna

Wiedząc, jak wyznaczać wielkości energetyczne i parametry przebiegów w najogólniejszym przypadku – wielkości niesinusoidalnie zmiennych, możemy podać definicję najważniejszego parametru przekształtnika.

**Sprawnością energetyczną** (w skrócie: *sprawnością*<sup>1</sup>) przekształtnika nazywamy stosunek mocy czynnej dostarczanej przezeń do układu poprzez wyjście do mocy czynnej pobieranej przezeń z układu poprzez wejście:

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} \quad (2.81)$$

Sprawność energetyczna mówi, **jaka część energii pobranej przez przekształtnik ze źródła jest przekazywana do odbiornika**. Idealny przekształtnik, zbudowany z elementów bezstratnych, przekazuje tyle samo energii, ile pobrał i posiada sprawność równą 1. W przekształtniku rzeczywistym wystąpią natomiast pewne straty mocy  $P_c$ , wynikające głównie z wydzielania ciepła w rzeczywistych – a więc stratnych – elementach elektronicznych. Wówczas pewna część  $P_o$  mocy wejściowej  $P_i$  jest przekazywana na wyjście, zaś reszta tej mocy  $P_c$  jest tracona w przekształtniku:

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{P_o}{P_o + P_c} = \frac{1}{1 + \frac{P_c}{P_o}} \quad (2.82)$$

Sprawność przekształtnika rzeczywistego jest więc zawsze mniejsza od 1, chociaż dążeniem każdego projektanta jest zbliżenie się do tej wartości. Zbliżenie to nie byłoby możliwe bez elektroniki mocy.

### 2.6.d. Całościowa ocena właściwości energetycznych odbiorników

Jak wskazaliśmy definiując współczynnik mocy (par. 2.4.b), wielkość ta jest istotna z punktu widzenia właściciela źródła i sieci zasilającej. Określa bowiem, jak wielkie nakłady muszą oni ponieść w celu dostarczenia odbiorcy określonej mocy czynnej, za którą zapłaci im ten ostatni. Z kolei prywatny (nie przemysłowy – rozliczający się za moc czynną i bierną) użytkownik odbiornika zwraca uwagę na to, jaka część opłaconej przezeń mocy czynnej wykorzystywana jest na wykonanie użytecznej pracy (przekształcana na energię w innej, użytecznej postaci), a jaka – tracona jest w przekształtniku (wydzielana w formie zbędnej energii cieplnej). Tę informację niesie sprawność energetyczna (par. 2.6.c).

Powyższe jednostronne podejścia stają się jednak obecnie niewystarczające. W wielu krajach moce istniejących elektrowni są niemal w pełni wykorzystane, a budowa nowych wymaga dużych inwestycji; z tego powodu wzrost sprawności odbiorników jest istotny również dla producentów i dostawców energii elektrycznej. Z drugiej strony odbiorcy energii ponoszą koszty nie tylko niskiej sprawności, ale także niskiego współczynnika mocy; powoduje on bowiem konieczność wykonania instalacji elektrycznej (okablowania, zabezpieczeń, mierników) obliczonej na większe prądy, a więc

<sup>1</sup> Skrót ten jest często stosowany w elektronice mocy, gdyż z reguły jest oczywiste, że chodzi o sprawność energetyczną, tj. definiowaną jako stosunek mocy czynnych. Należy mieć jednak świadomość, że nawet w samej tylko dziedzinie przetwarzania energii elektrycznej stosowane są też inne definicje sprawności, jak np. sprawność ładunkowa opisująca działanie akumulatorów.



droższej. Odbiorcy płacą za niski współczynnik mocy także pośrednio – w wyniku tego, że producenci i dostawcy przerzucają na nich część swoich kosztów inwestycyjnych.

Chcąc więc dokonać **całościowej oceny właściwości energetycznych urządzenia** składającego się z przekształtnika i odbiornika, należy wziąć pod uwagę **zarówno współczynnik mocy, jak i sprawność**. Można to zrobić rozważając iloczyn obu tych parametrów, który korzystając z zależności (2.40) i (2.81) wyraża się zależnością

$$\eta\lambda = \frac{P_i P_o}{S_i P_i} = \frac{P_o}{S_i} \quad (2.83)$$

Rozwijając rozważania rozpoczęte w par. 2.4.b i 2.4.c, znając iloczyn  $\eta\lambda$  można obliczyć moc pozorną  $S_i$ , jaką należy wytworzyć w generatorze i dostarczyć poprzez sieć przesyłową, jeżeli w danym odbiorniku wydzielana jest moc użyteczna  $P_o$ :

$$S_i = \frac{P_o}{\eta\lambda} \quad (2.84)$$

Tym samym, wykorzystując definicję (2.43), można określić natężenie prądu, jaki w powyższym celu musi popłynąć w układzie źródło-przekształtnik-odbiornik:

$$I = \frac{P_o}{U_i \cdot \eta \cdot \lambda} \quad (2.85)$$

Jak teraz widać, iloczyn  $\eta\lambda$  posiada praktyczne zastosowanie. Mówi on, **ile energii elektrycznej musi być przekazywane pomiędzy źródłem a odbiornikiem** (moc pozorna wejściowa przekształtnika  $S_i$ ) **w celu wykonania w tym odbiorniku określonej pracy użytecznej** (moc wyjściowa przekształtnika  $P_o$ ). Lub też – **jak duże musi być w tym celu natężenie prądu płynącego w układzie  $I$** , jeżeli źródło (o zakładanym charakterze napięciowym) wytwarza napięcie o wartości  $U_i$ .

Konsekwencje wysokiego natężenia prądu krążącego w układzie są jednoznacznie negatywne – najważniejsze z nich wymieniliśmy w par. 2.4.b. Dlatego **uzyskanie wartości  $\eta\lambda$  możliwie bliskiej jedności stanowi najważniejsze wyzwanie** dla projektantów urządzeń zasilanych z sieci napięcia przemiennego.



## 3. Przekształtniki elektroniczne

---

### 3.1. Klasyfikacja przekształtników

#### 3.1.a. Cztery podstawowe klasy przekształtników elektronicznych

Podstawowa klasyfikacja przekształtników oparta jest o stwierdzenie, z którą **składową – stałą czy przemienną – związany jest wypadkowy przekaz energii (czyli moc czynna)** na wejściu przekształtnika i na wyjściu przekształtnika. W klasyfikacji tradycyjnie przyjęło się używać angielskich skrótów: AC – *alternating current* ‘prąd przemienny’ i DC – *direct current* ‘prąd stały’. Należy jednak pamiętać, że nie chodzi tu o kształt przebiegu prądu, ale o symboliczne oznaczenie, z którymi składowymi prądu i napięcia związana jest decydująca część mocy czynnej. Jak już stwierdziliśmy, rozdzielenie mocy czynnej na związaną ze składową stałą i związaną ze składową przemienną, jest możliwe z wykorzystaniem analizy harmonicznej. Ilościowo ujmuje to wzór Parsewala (2.62).

Biorąc pod uwagę powyższe kryterium klasyfikacji, istnieją 4 klasy przekształtników wymienione poniżej.

1. **Przekształtniki AC-AC** (ang. *AC/AC converters*) – to układy, w których decydująca część (w praktyce prawie 100%) mocy czynnej wejściowej i wyjściowej przenoszona jest przez składowe przemienne. Można wśród nich wyróżnić 2 zasadnicze grupy:

- a) **sterowniki prądu przemiennego** (ang. *AC controllers*) – które przekształcają przebieg przemienny o pewnym kształcie i wartości skutecznej na przebieg przemienny o innym kształcie i wartości skutecznej. Niekiedy są one zwane **przerywaczami prądu przemiennego** (ang. *AC choppers*).

Układy takie służą do sterowania przekazem energii do odbiorników zasilanych bezpośrednio z sieci napięcia przemiennego – typowo do żarowych źródeł światła, oporowych elementów grzewczych i silników prądu przemiennego. Układ z tej grupy będzie analizowany w ćwiczeniu 2;

- b) **przebiegownicy częstotliwości** (ang. *cycloconverters*) – które przekształcają przebieg przemienny o pewnej częstotliwości (prawie zawsze trójfazowe napięcie sieciowe) na przebieg przemienny o niższej częstotliwości i innej wartości skutecznej.

Układy te znajdują zastosowanie w sterowaniu silników prądu przemiennego. Ich rola jest obecnie ograniczona do aplikacji bardzo dużej mocy – np. w trakcji elektrycznej, gdyż przy małej i średniej mocy zadanie to z lepszym powodzeniem realizują przekształtniki wielostopniowe AC-DC-AC.

2. **Przekształtniki AC-DC** (ang. *AC/DC converters*) – to układy, w których moc czynna wejściowa przenoszona jest (w prawie 100%) przez składowe przemienne, natomiast większa część mocy czynnej wyjściowej (może być to wyraźnie mniej niż 100%) przenoszona jest przez składowe stałe. Układy te zwane są **prostownikami** (ang. *rectifiers*), gdyż „prostują” przebieg przemienny. Przez długi czas były one najprostszymi z przekształtników, często obywając się bez jakiegokolwiek sterowania; prostownikiem może być nawet pojedyncza dioda. Obecnie stosuje się często złożone przekształtniki AC-DC, zawierające zintegrowany drugi stopień w formie przekształtnika DC-DC.

Prostowniki są niezbędne w większości układów zasilania urządzeń elektronicznych, jako że większość tych urządzeń wymaga zasilania napięciem stałym, zaś w sieci energetycznej występuje napięcie przemienne. Z pracą takich przekształtników będzie się można zapoznać w ćwiczeniach 5 i 7.

3. **Przekształtniki DC-AC** (ang. *DC/AC converters*) – to układy, w których większa część mocy czynnej wejściowej (dość bliska 100%) przenoszona jest przez składowe stałe, natomiast moc czynna wyjściowa przenoszona jest (w prawie 100%) przez składowe przemienne. Układy te zwane są **falownikami**, gdyż na wyjściu dają przebieg „falujący” (ang. *inverters* ‘odwracacze’, gdyż realizują funkcję odwrotną do prostowników). Przebieg wyjściowy może mieć różny kształt (w zależności od konkretnej aplikacji), w uproszczeniu z zakresu od idealnego prostokąta do idealnej sinusoidy. Falowniki stanowią najbardziej różnorodną grupę przekształtników. Poszczególne rozwiązania różnią się rodzajem zasilania i wyjścia (napięciowe lub prądowe), kształtem przebiegu wyjściowego, topologią obwodu głównego, sposobem i częstotliwością sterowania łącznikami półprzewodnikowymi, metodą filtracji przebiegu wyjściowego itd.

Falowniki stosowane są w przypadku odbiorników przystosowanych do zasilania napięciem lub prądem przemiennym w sytuacji, gdy dostępne źródło zasilania jest źródłem napięcia (rzadziej prądu) stałego – np. w systemach awaryjnego podtrzymania zasilania (UPS) czy trakcji elektrycznej. Co do istoty, falownikami są też wzmacniacze mocy.

Falowniki mogą również wchodzić w skład przekształtników wielostopniowych AC-DC-AC (prostownik + falownik), realizujących przekształcanie przebiegu przemiennego na przebieg przemienny o innej (zwykle wyższej) częstotliwości. Znajdują one zastosowanie np. w sterowaniu silników prądu przemiennego czy lamp fluorescencyjnych. Taki właśnie falownik będzie badany w ćwiczeniu 5.

4. **Przekształtniki DC-DC** (ang. *DC/DC converters*) – to układy, w których większa część mocy czynnej wejściowej (dość bliska 100%) i wyjściowej (prawie 100%) przenoszona jest przez składowe stałe. Układy te zwane są **przetwornicami prądu stałego** (jakkolwiek przebieg prądu wejściowego jest z reguły wyraźnie zmienny – przypomnijmy jednak ponownie, że chodzi tu wyłącznie o to, z którą składową związana jest moc czynna).

Przetwornice, mimo wielu cech wspólnych, charakteryzuje największa różnorodność topologii układów. Można tu wyróżnić m. in.:

- a) **przetwornice dławikowe** (ang. zwykle *basic DC/DC converters, non-isolated DC/DC converters*) – w których kluczowym elementem biernym jest dławik (cewka o dużej indukcyjności),
- b) **przetwornice transformatorowe** (ang. *transformer-isolated DC/DC converters*) – stanowiące rozwinięcie dławikowych, w miejsce cewki zawierające transformator zapewniający izolację galwaniczną wyjścia od wejścia,
- c) **przetwornice wielokwadrantowe** (ang. *bi-directional DC/DC converters, multi-quadrant DC/DC converters*) – umożliwiające pracę rewersyjną, tj. zwrot energii do źródła (istotne np. w sterowaniu silników),

- d) **przetwornice rezonansowe** (ang. *resonant converters*) – w których obecność obwodu RLC pozwala zminimalizować straty mocy przy przełączaniu przyrządów półprzewodnikowych (technika przełączania przy zerowym prądzie lub zerowym napięciu).

Uprawnione jest również zaliczenie do przekształtników DC-DC dwóch dodatkowych grup układów, niekiedy nie klasyfikowanych w ogóle. Są to:

- e) **przerwywacze prądu stałego** (ang. *DC choppers*) – proste układy, mogące się składać nawet tylko z jednego sterowanego przyrządu półprzewodnikowego, dające na wyjściu przebieg nie stały, lecz przerywany (okresowo przyjmujący wartość 0), ale o regulowanej wartości składowej stałej;
- f) **stabilizatory napięcia o działaniu ciągłym** (ang. *linear voltage regulators*) – w których, jako jedynych w tej klasie, przyrządy półprzewodnikowe przewodzą prąd w trybie ciągłym (a nie w trybie przełączania).

Najważniejszym pod względem rozmiaru rynku zastosowaniem przetwornic prądu stałego są zasilacze sprzętu elektronicznego. Przetwornice są również stosowane do sterowania silników prądu stałego oraz jako składnik przekształtników AC-DC, głównie w zasilaczach z korekcją współczynnika mocy (większą wartością  $\lambda$  w stosunku do tradycyjnych prostowników).

Przetwornice są – obok niektórych grup falowników – układami najbardziej interesującymi dla elektroników (podczas gdy tradycyjne prostowniki, przemienniki częstotliwości oraz reszta falowników stanowi bardziej obiekt zainteresowania elektrotechników). W laboratorium badań będziemy układ z podgrupy a) w ćwiczeniu 3, z podgrupy c) w ćwiczeniu 4 oraz z podgrupy e) w ćwiczeniu 7.

### 3.1.b. Względność klasy układu

**Klasy układu nie należy mylić z jego topologią**, tj. sposobem połączenia elementów (potocznie rzecz ujmując – wyglądem schematu elektrycznego). Sama tylko topologia w większości przypadków nie pozwala na stwierdzenie, do której z 4 klas zalicza się dany układ. Takie stwierdzenie można z reguły sformułować dopiero znając sposób zasilania, typ obciążenia, typ zastosowanych przyrządów półprzewodnikowych oraz sposób sterowania przyrządami półprzewodnikowymi.

Przykładowo, układ o topologii identycznej, jak badany w ćwiczeniu 2 sterownik prądu przemiennego (przekształtnik AC-AC), po zmianie triaka na tyrystor konwencjonalny stałby się sterowanym prostownikiem (przekształtnikiem AC-DC), a po zmianie na diodę – prostownikiem niesterowanym. Z kolei układ służący do sterowania silnikiem prądu stałego (przekształtnik DC-DC) badany w ćwiczeniu 4, po zmianie odbiornika i sposobu sterowania tranzystorami mógłby służyć jako falownik (w tym np. wzmacniacz klasy D) – przekształtnik DC-AC.

Pewne układy mogą nawet zmieniać swój charakter w czasie pracy. Ma to np. miejsce w przypadku niektórych falowników, które – w zależności od tego, co narzuci układ zewnętrzny – mogą zacząć pracować jako prostowniki.

### 3.1.c. Inne kryteria klasyfikacji

Innym ważnym kryterium podziału przekształtników elektronicznych jest sposób sterowania przyrządami półprzewodnikowymi. Pod tym względem wyróżniamy:

- 1) **przekształtniki o działaniu ciągłym** (ang. *linear converters*) – w których przyrząd półprzewodnikowy jest cały czas załączony, a jego punkt pracy zmienia swoje położenie w sposób ciągły;
- 2) **przekształtniki o działaniu przełączającym** (ang. *switching converters*, przy czym określenie to może odnosić się wyłącznie do podgrupy ze sterowaniem impulsowym –

patrz niżej) – w których przyrząd półprzewodnikowy zmienia stan pracy w sposób dyskretny (załączony – wyłączony).

Obie te grupy układów zostaną dokładniej omówione w par. 3.2.

Dla przekształtników o działaniu przełączającym istotne są źródło i metoda **komutacji**, tj. przełączania przyrządów półprzewodnikowych. Pod względem źródła komutacji możemy wyróżnić:

- 1) **komutację naturalną** (zewnątrzną, ang. *natural commutation*) – kiedy moment wyłączenia przyrządu wynika w sposób naturalny z przebiegu prądu lub napięcia narzuconego z zewnątrz, przez źródło (tzw. komutacja siecią) lub odbiornik;
- 2) **komutację wymuszoną** (wewnętrzną, ang. *forced commutation*) – kiedy wyłączenie przyrządu może być wymuszone przez wewnętrzny układ sterowania przekształtnika w dowolnym momencie;
- 3) **przekształtniki rezonansowe** (ang. *resonant converters*) – które rozpatruje się zwykle jako dodatkowy przypadek szczególny, dla którego chwilę wyłączenia przyrządu narzuca obwód rezonansowy wchodzący w skład przekształtnika. Zasadniczo samo wyłączenie odbywa się tu w sposób typowy dla komutacji naturalnej, jednak wynika ono z konstrukcji przekształtnika, a nie jest narzucone z zewnątrz.

Z kolei najważniejsze metody sterowania przekształtników o działaniu przełączającym to:

- 1) **sterowanie fazowe** (ang. *phase control*) – w którym zmianę mocy uzyskuje się przez zmianę chwil załączenia i wyłączenia rozpatrywanych jako kąty fazowe liczone względem pewnego przebiegu przemiennego (zwykle napięcia zasilania), i powtarzających się z częstotliwością tego przebiegu. Metoda ta jest typowa dla układów o komutacji naturalnej siecią;
- 2) **sterowanie impulsowe** (ang. *switched-mode control*) – w którym stosuje się różne rodzaje modulacji przebiegu impulsowego, najczęściej tzw. **modulację szerokości impulsów** (ang. *pulse width modulation*), czyli zmianę stosunku czasu przewodzenia przyrządu półprzewodnikowego do czasu nieprzewodzenia. Przełączanie następuje tu z częstotliwością wyższą (nawet o kilka rzędów wielkości) niż częstotliwość składowej podstawowej przebiegu wejściowego lub wyjściowego, lub (jeżeli przebieg wejściowy i wyjściowy jest stały) z okresem mniejszym niż podstawowe stałe czasowe układu. Metoda ta jest typowa dla układów o komutacji wymuszonej;
- 3) ponownie szczególnym przypadkiem jest **sterowanie przekształtników rezonansowych**, w których chwile załączania lub wyłączania przyrządów półprzewodnikowych i częstotliwość przełączania wynikają z działania obwodu rezonansowego.

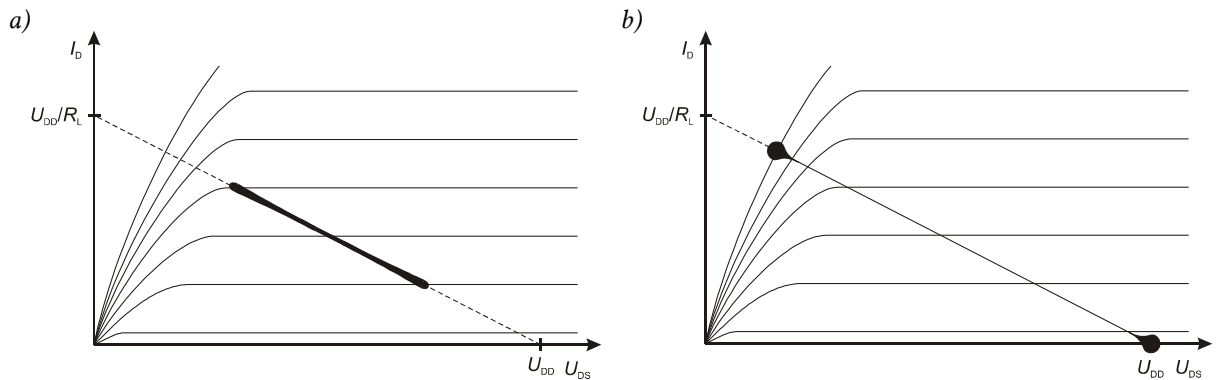
Na konstrukcję i działanie układu ma też wpływ charakter wejścia i wyjścia, przy czym chodzi tu o możliwość reprezentacji za pomocą źródła napięcia lub źródła prądu. W większości przypadków praktycznych przekształtniki są zasilane napięciowo (ze źródła, które można uznać za źródło napięciowe). Natomiast charakter wyjścia przekształtnika będzie narzucony przez wymagania konkretnego odbiornika.

## 3.2. Tryb pracy przyrządu półprzewodnikowego

### 3.2.a. Układy o działaniu ciągłym

W tradycyjnej elektronice spotyka się prawie wyłącznie układy o działaniu ciągłym. Jak już powiedziano w par. 3.1.c, ich główną cechą jest to, że sygnał sterujący elementem wykonawczym (przyrządem półprzewodnikowym realizującym funkcję wyjścia przekształtnika) zmienia się w sposób ciągły. To z kolei powoduje identyczną w charakterze zmianę położenia punktu pracy (patrz rys. 3a). Przez ciągłą zmianę rozumiemy tu brak gwałtownych zmian, tj. ciągłą pochodną. W układach tych zazwyczaj:

- punkt pracy przyrządu półprzewodnikowego znajduje się w centralnej części charakterystyki stanu przewodzenia;
- sygnały sterujące przyrządami półprzewodnikowymi nie przyjmują wartości skrajnych, tzn. doprowadzających do pełnego wyłączenia ani pełnego załączenia przyrządu (w przypadku tranzystora MOSFET z rys. 3a – do zakresu odcięcia ani do zakresu liniowego).



Rys. 3. Typowy obieg punktu pracy na charakterystyce wyjściowej tranzystora MOSFET w układzie wzmacniacza: a) o działaniu ciągłym; b) o działaniu przełączającym. Grubość linii odpowiada czasowi przebywania punktu pracy.

Obecnie **jedyne obszary zastosowania układów o działaniu ciągłym w elektronice mocy** to:

- 1) wzmacniacze mocy o działaniu ciągłym (klas A–C, ang. *linear amplifiers*) – ze względu na niski poziom zniekształceń sygnału wyjściowego;
- 2) stabilizatory napięcia stałego o działaniu ciągłym (ang. *linear voltage regulators*, stąd inne określenie: liniowe regulatory napięcia) – ze względu na niski poziom zaburzeń elektromagnetycznych generowanych podczas pracy.

Aplikacje te nie mają wiele wspólnego z elektrotechniką, dlatego w polskiej literaturze z reguły nie są klasyfikowane jako „energoelektroniczne”. Utrzymując jednak przyjęte rozróżnienie na energoelektronikę i elektronikę mocy, zaliczymy je do tej drugiej.

Jak wskazano wyżej, układy o działaniu ciągłym posiadają pewne zalety, cenne w wymienionych zastosowaniach. Jednakże w innych aplikacjach zalety te zostały przeważone przez **jedną zasadniczą wadę – niską sprawność**, niekiedy porównywalną ze sprawnością układów elektromechanicznych. Wada ta wynika z faktu, że przez znaczącą część czasu pracy (w przypadku stabilizatorów napięcia i wzmacniaczy klasy A – nawet przez cały czas) punkt pracy przyrządu półprzewodnikowego znajduje się w centralnej części charakterystyki wyjściowej.

Trzymając się przykładu wzmacniacza na tranzystorze MOSFET, chwilowa moc strat w tym przekształtniku wyraża się wzorem

$$P_c = u_{DS} i_D \quad (3.1)$$

Przyjmując dla uproszczenia, że układ ma obciążenie rezystancyjne reprezentowane przez pewną rezystancję  $R_L$  (czemu odpowiada prosta pracy na rys. 3) i zasilany jest ze źródła napięcia o pewnej wartości  $U_{DD}$ ,

$$u_{DS} = U_{DD} - i_D R_L \Rightarrow i_D = \frac{U_{DD} - u_{DS}}{R_L} \quad (3.2)$$

Stąd

$$p_c = u_{DS} \frac{U_{DD} - u_{DS}}{R_L} = -\frac{1}{R_L} u_{DS}^2 + \frac{U_{DD}}{R_L} u_{DS} \quad (3.3)$$

Obliczając pochodną

$$\frac{d p_c}{d u_{DS}} = -\frac{2}{R_L} u_{DS} + \frac{U_{DD}}{R_L} \quad (3.4)$$

i przyrównując ją do zera, uzyskujemy, że moc wydzielana osiąga maksimum dla  $u_{DS} = U_{DD}/2$ , a więc pośrodku prostej pracy. Jak zaś stwierdziliśmy, to właśnie w centrum charakterystyk znajduje się punkt pracy przyrządu półprzewodnikowego w układzie o działaniu ciągłym. Składnik  $P_c$  we wzorze (2.82) przyjmuje więc znaczną wartość i sprawność układu jest wyraźnie mniejsza od 1 (rzędu od 0,25 do 0,8 w zależności od konkretnego układu).

### 3.2.b. Układy o działaniu przełączającym

Zauważmy, że moc wydzielana wyrażona wzorem (3.3) ma dwa miejsca zerowe:  $u_{DS} = 0$  oraz  $u_{DS} = U_{DD}$ . Dlatego właśnie elektronika mocy jest zasadniczo domeną **układów o działaniu przełączającym** (ang. *switched-mode circuits*), tzn. w których sygnał sterujący elementem wykonawczym (przyrządem półprzewodnikowym) zmienia się cyklicznie w sposób skokowy, przyjmując na przemian skrajne wartości. Tym samym **powoduje on na przemian pełne wyłączenie lub pełne załączenie** (czyli *przełączanie*) tego przyrządu. W wyniku tego następuje zmiana (w tym utworzenie lub likwidacja) drogi przepływu, a więc **przełączanie prądu**, czy też **przełączanie efektywnej topologii układu** (tj. tego fragmentu, w którym w bieżącej chwili płynie prąd). Inne określenia, nie zawsze poprawnie oddające istotę działania tych układów, to m. in.: *układy przełączane* lub *przełączające*, *układy o działaniu przełączającym*, *układy impulsowe*, *układy z kluczowaniem*, ang. *switch-mode circuits*, *switching circuits*, *switching-mode circuits*.

Punkt pracy przyrządu półprzewodnikowego w przekształtniku przełączanym porusza się więc jak na rys. 3b. Zasadniczo znajduje się on w jednym ze skrajnych punktów, tzn.  $u_{DS} \approx 0$  lub  $u_{DS} \approx U_{DD}$  (na tyle blisko, na ile pozwala na to prosta pracy i charakterystyki przyrządu). Natomiast **w centralnej części obszaru charakterystyk wyjściowych przyrząd pracuje jedynie przejściowo** w chwilach skokowej zmiany sygnału sterującego.

Moc czynna strat w rozważanym tranzystorze wyraża się wzorem otrzymanym z (2.7):

$$P_c = \frac{1}{T} \int u_{DS} i_D dt \quad (3.5)$$

Wyróżnijmy w każdym okresie pracy czas załączenia tranzystora  $\Delta t_{\text{cond}}$  (punkt  $u_{DS} \approx 0$ ), czas wyłączenia  $\Delta t_b$  (punkt  $u_{DS} \approx U_{DD}$ ) i czas przełączania między tymi punktami  $\Delta t_{\text{sw}}$ . Wówczas całkę można rozbić na trzy składniki:

$$P_c = \frac{1}{T} \left( \int_{\Delta t_{\text{cond}}} u_{DS} i_D dt + \int_{\Delta t_b} u_{DS} i_D dt + \int_{\Delta t_{\text{sw}}} u_{DS} i_D dt \right) \quad (3.6)$$



Opierając się na wcześniejszych rozważaniach, dochodzimy do wniosku, że wszystkie trzy składniki mają małe wartości (w stosunku do mocy strat w przeobraźniku o działaniu ciągłym), bowiem:

- 1) w czasie załączenia prąd  $i_D$  ma dużą wartość i czas całkowania  $\Delta t_{\text{cond}}$  jest znaczny (nawet bliski okresowi  $T$ ), ale  $u_{DS} \approx 0$ ;
- 2) w czasie wyłączenia napięcie  $u_{DS}$  ma dużą wartość i czas całkowania  $\Delta t_b$  jest znaczny ( $\Delta t_b \approx T - \Delta t_{\text{cond}}$ ), ale  $i_D \approx 0$ ;
- 3) w czasie przełączania zarówno  $i_D$  jak i  $u_{DS}$  przyjmują duże wartości jak w układzie o działaniu ciągłym, więc – jak udowodniliśmy – chwilowa moc wydzielana jest duża, jednak czas całkowania  $\Delta t_{\text{sw}} \approx 0$ .

Wniosek jest więc jednoznaczny: **układy przełączane gwarantują mniejsze straty mocy niż układy o działaniu ciągłym**, a więc – zgodnie z zależnością (2.82) – gwarantują uzyskanie wyższej sprawności. W praktyce jest ona z zakresu 0,8–0,99.

Pojęcie *układy przełączane* utożsamia się niekiedy z terminem *układy impulsowe*. Nazwa ta odwołuje się do przebiegu prądu przyrządu półprzewodnikowego, który ma postać powtarzających się impulsów, między którymi występują przedziały nieprzewodzenia (zerowego prądu). W węższym rozumieniu układy impulsowe stanowią podklasę układów przełączanych, dla której częstotliwość przełączania jest dużo większa od częstotliwości przebiegu wejściowego lub wyjściowego przeobraźnika.

W języku angielskim określenie *switching circuits* ma wydźwięk bardziej ogólny, określając ogół układów o działaniu innym niż ciągłe. Natomiast termin *switched-mode* jest zwykle zarezerwowany dla układów o dużej częstotliwości przełączania.

### 3.2.c. Bilans zysków i strat

Aby uzyskać tę samą funkcjonalność wzmacniacza, w przypadku układu przełączanego należy zastosować dodatkowy filtr dolnoprzepustowy. Załóżmy dla przykładu, że w danej chwili należy uzyskać napięcie wyjściowe  $u_o$  równe  $U_{DD}/2$ .

1. **W układzie o działaniu ciągłym** wystarczy podać napięcie sterujące  $u_{GS}$  o pewnej wartości. Zgodnie z równaniem tranzystora MOSFET w stanie nasycenia,

$$i_D = g_m (u_{GS} - U_{th})^2 \quad (3.7)$$

gdzie  $g_m$  – transkonduktancja tranzystora,  $U_{th}$  – jego napięcie progowe. Biorąc pod uwagę zależność (3.2), otrzymujemy (dla  $u_{DS} = U_{DD}/2$ ) wynik:

$$u_{GS} = U_{th} + \sqrt{\frac{U_{DD}}{2g_m R_L}} \quad (3.8)$$

2. **W układzie o działaniu przełączającym** tranzystor musi być przełączany między napięciem  $u_{DS} \approx 0$  a  $u_{DS} \approx U_{DD}$  (zgodnie z zasadą działania układów tej klasy). Aby uzyskać ostatecznie stałe napięcie  $u_o$ , należy z tego przebiegu  $u_{DS}$  o kształcie prostokąta pozostawić tylko składową stałą. Odpowiada to działaniu filtru dolnoprzepustowego o częstotliwości odcięcia dążącej do zera. Tak uzyskana składowa stała ma być, zgodnie z założeniem, równa  $U_{DD}/2$ .

Nie mając wpływu na poziomy napięcia  $u_{DS}$  (gdyż zasada przełączania mówi, że może to być wyłącznie 0 lub  $U_{DD}$ ), możemy jedynie operować czasami załączenia  $\Delta t_{\text{cond}}$  i wyłączenia  $\Delta t_b$ . Znany wniosek z analizy harmonicznej mówi, że wartość składowej stałej każdego przebiegu jest równa jego wartości średniej, tę zaś można obliczyć z definicji:

$$u_{DS(\text{av})} = \frac{1}{T} \int_T u_{DS} dt \quad (3.9)$$

Rozdzielmy przedział całkowania na przedział czasu załączenia tranzystora  $\Delta t_{\text{cond}}$  i przedział czasu wyłączenia tranzystora  $\Delta t_b$ , oraz załóżmy, że czas przełączania  $\Delta t_{\text{sw}} \approx 0$ , nie ma on więc wpływu na wynik. Uwzględniając, że napięcie wyjściowe ma wynieść  $U_{DD}/2$ ,

$$\begin{aligned} \frac{U_{DD}}{2} = u_o = u_{DS(av)} &= \frac{1}{T} \left( \int_{\Delta t_{cond}} u_{DS} dt + \int_{\Delta t_b} u_{DS} dt \right) = \frac{1}{T} \left( \int_{\Delta t_{cond}} 0 dt + \int_{\Delta t_b} U_{DD} dt \right) = \frac{1}{T} (0 + U_{DD} \cdot \Delta t_b) = \\ &= U_{DD} \frac{\Delta t_b}{T} \end{aligned} \quad (3.10)$$

Po podzieleniu stronami przez  $U_{DD}$  otrzymujemy wynik:

$$\Delta t_b = \frac{T}{2} \quad (3.11)$$

czyli dla uzyskania napięcia wyjściowego o wartości połowy napięcia zasilania  $U_{DD}$ , tranzystor musi być wyłączony przez połowę okresu  $T$  (a przez drugą połowę – załączony).

**Podsumowując**, w układzie o działaniu ciągłym napięcie  $u_{DS}$  osiągnie dokładnie wartość  $u_o$ , jakiej potrzeba. Zostanie to jednak okupione wydzielaniem dużej mocy, gdyż dla  $u_{DS} = U_{DD}/2$  jest ona maksymalna. Z kolei w układzie przełączanym do uzyskania stałego napięcia wyjściowego konieczne jest zastosowanie filtra, co komplikuje układ. Zyskujemy jednak na wydzielanej mocy, która w tym przypadku jest dużo mniejsza.

### 3.2.d. Przyrządy półprzewodnikowe jako łączniki

Praca tranzystora MOSFET w przykładowym układzie przełączanym rozważanym wyżej jest modelowym przykładem pracy w charakterze łącznika. Tak jak dla elektroniki mocy charakterystyczne są układy o działaniu przełączającym (a nie ciągłym), tak również charakterystyczna jest praca przyrządów półprzewodnikowych jako kluczy (a nie wzmacniaczy).

**Łącznik** (inaczej *zawór* lub *klucz*, ang. *switch* 'przełącznik') to element układu elektrycznego (elektronicznego) realizujący funkcję zwarcia lub rozwarcia punktów obwodu, między którymi został włączony.

**Łącznik półprzewodnikowy** (*zawór półprzewodnikowy*, *klucz półprzewodnikowy*, ang. *semiconductor switch*) to model przyrządu półprzewodnikowego zakładający, że przyrząd posiada jedynie dwa stany statyczne: **stan załączenia** (ang. *on state*) – kiedy zwiera punkty obwodu, między którymi został włączony, i **stan wyłączenia** (ang. *off state*) – kiedy rozwiera punkty obwodu. Ten obwód (tj. ścieżka między dwoma elektrodami) przyrządu, który realizuje funkcję zwarcia-rozwarcia obwodu zewnętrznego, nazywa się **obwodem głównym** (ang. *principal circuit*) lub **obwodem mocy** (ang. *power circuit*). Obwód, za pośrednictwem którego możliwe jest przełączanie przyrządu między stanami statycznymi, nazywa się **obwodem sterowania** (ang. *control circuit*).

Stany dynamiczne, które występują podczas zmiany stanu statycznego, nazywamy **przełączaniem** (*kluczowaniem*, ang. *switching*). Wyróżniamy tu **stan załączania** (ang. *turn-on state*) – kiedy przyrząd przechodzi ze stanu wyłączenia w stan załączenia, oraz **stan wyłączenia** (ang. *turn-off state*).

Łącznikowy model przyrządu półprzewodnikowego wykorzystywany jest przede wszystkim w analizie przekształtników elektronicznych o działaniu przełączającym. Klasyfikacja, parametry i wymagania związane z pracą przyrządów półprzewodnikowych jako łączników będą przedmiotem bardziej szczegółowej analizy w rozdziale 4.

## 4. Łącznik półprzewodnikowy

---

### 4.1. Idea i parametry

#### 4.1.a. Definicja i stany pracy łącznika

Podstawowy **łącznik** (inaczej: *przełącznik*, *klucz*, ang. *switch*) jest elementem posiadającym dwie końcówki i dwa **statyczne stany pracy** (ang. *static operating states*), tzn. w których łącznik może się znajdować stale:

- 1) **stan załączenia** (ang. *on state*) – zwarcia końcówek, a więc przewodzenia prądu, stąd synonim **stan przewodzenia** (ang. *conducting state*),
- 2) **stan wyłączenia** (ang. *off state*) – rozwarcia końcówek, a więc blokowania przepływu prądu, stąd synonim **stan blokowania** (ang. *blocking state*).<sup>2</sup>

**Przy pomocy łącznika można więc zewrzeć lub rozewrzeć dwa punkty obwodu, w wyniku czego umożliwiony lub uniemożliwiony zostanie przepływ prądu między tymi punktami.**

Zmianę statycznego stanu pracy łącznika nazywamy **przełączaniem**. W czasie przełączania znajduje się on w jednym z **dynamicznych stanów pracy** (ang. *dynamic operating states*), tzn. w których z zasady nie powinien znajdować się stale:

- 1) **stan załączania** (ang. *turn-on state*) – przejścia ze stanu wyłączenia do stanu załączenia,
- 2) **stan wyłączenia** (ang. *turn-off state*) – przejścia ze stanu załączenia do stanu wyłączenia.<sup>3</sup>

Pojęcie łącznika zostało zapożyczony do elektroniki mocy z elektrotechniki. Przykładem łącznika (sterowanego ręcznie) jest chociażby zwykły włącznik światła. Inne łączniki elektryczne to np. przekaźniki. Jak zobaczymy, ten sam opis można zastosować do opisu elektronicznych przyrządów półprzewodnikowych.

#### 4.1.b. Parametry i idealność łącznika

**Łącznikiem idealnym** nazywamy łącznik mający zdolność natychmiastowej realizacji idealnego zwarcia swoich końcówek i przewodzenia dowolnie dużego prądu oraz natychmiastowej

---

<sup>2</sup> Zwróćmy uwagę, że w języku polskim nie używa się określenia „włączenie”, które – chociaż równoznaczne z językowego punktu widzenia – ma zbyt podobne brzmienie do słowa „wyłączenie”, co rodzi ryzyko nieporozumień w komunikacji werbalnej, a na piśmie powoduje negatywne konsekwencje pomyłek edytorskich.

<sup>3</sup> Nazwy stanów statycznych i dynamicznych brzmią bardzo podobnie zarówno w języku polskim (różnica między czynnością dokonaną a niedokonaną wyraża się jedynie zmianą samogłoski „a” na „e”), jak i angielskim (różnią się tylko członem „turn”). Mają jednak zupełnie inne znaczenie i z językowego, i z naukowego punktu widzenia.

realizacji idealnego rozwarcia swoich końcówek przy dowolnie dużym napięciu występującym między nimi, bez pobierania energii z otoczenia. Natomiast łącznik pozbawiony takich zdolności nazywa się **łącznikiem rzeczywistym**.

Do opisu tych właściwości konieczne staje się wprowadzenie kolejnych, dość intuicyjnych pojęć:

- 1) **rezystancja w stanie załączenia**  $R_{on}$  (ang. *on-state resistance*) – to rezystancja występująca między końcówkami łącznika, kiedy znajduje się on w stanie załączenia;

**rezystancja w stanie wyłączenia**  $R_{off}$  (ang. *off-state resistance*) – to rezystancja występująca między końcówkami łącznika, kiedy znajduje się on w stanie wyłączenia;

- 2) **wytrzymałość prądowa**  $I_{T(max)}$  (inaczej: *obciążalność*, ang. *current capability, loading capability*) – to maksymalny prąd, jaki może płynąć przez łącznik nie doprowadzając do jego zniszczenia;

**wytrzymałość napięciowa**  $U_{D(max)}$  (ang. *voltage capability*) – to maksymalne napięcie, jakie może występować między końcówkami przyrządu nie doprowadzając do jego zniszczenia lub niekontrolowanej zmiany stanu;

- 3) **czas załączania**  $\Delta t_{on}$  (ang. *turn-on time*) – to czas potrzebny na przejście łącznika ze stanu wyłączenia do stanu załączenia;

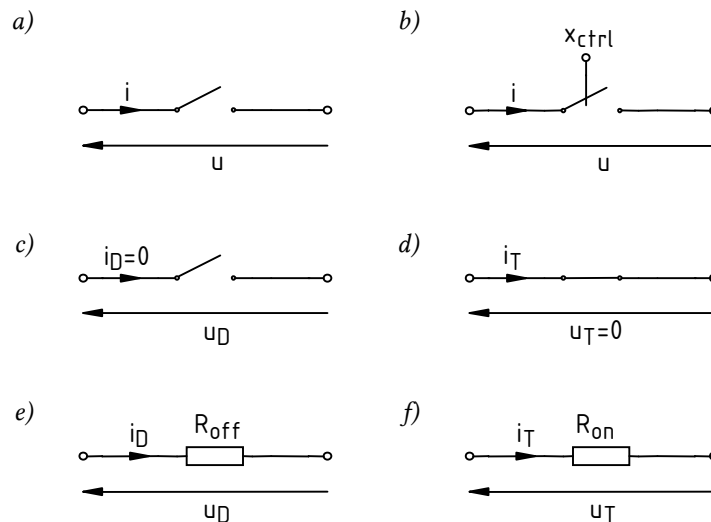
**czas wyłączenia**  $\Delta t_{off}$  (ang. *turn-off time*) – to czas potrzebny na przejście łącznika ze stanu załączenia do stanu wyłączenia;

**całkowity czas przełączania**  $\Delta t_s$  (w skrócie: *czas przełączania*, ang. *total switching time*) – to suma czasu załączania i czasu wyłączenia.

Dla łącznika idealnego jednocześnie spełnione są więc warunki:

- $R_{on} = 0, \quad R_{off} = \infty,$
- $\Delta t_{on} = 0, \quad \Delta t_{off} = 0,$
- $I_{T(max)} = \infty, \quad U_{D(max)} = \infty.$

Natomiast dla łącznika rzeczywistego każdy z tych parametrów ma wartość skończoną i niezerową.



Rys. 4. Łącznik: a) symbol ogólny; b) symbol z uwzględnieniem sterowania; c), d) łącznik idealny w stanie wyłączenia i w stanie załączenia; e), f) łącznik rzeczywisty w stanie wyłączenia i w stanie załączenia

Powyższe warunki opisują zasadniczy obwód elektryczny łącznika. Zgodnie z definicją, należy je jeszcze uzupełnić o warunek

- $W_{ctrl(tot)} = 0,$

gdzie  $W_{ctrl(tot)}$  jest **całkowitą energią sterowania**, tj. energią, jaka musi być dostarczona do łącznika z zewnątrz w celu utrzymania go w stanie załączenia i utrzymania go w stanie wyłączenia oraz do

załączenia go i wyłączenia go. W przypadku włącznika światła będzie to energia oddziaływania mechanicznego związana z wciśnięciem przycisku; w przypadku przekaźnika – energia pola magnetycznego elektromagnesu; natomiast w przypadku łączników półprzewodnikowych – energia bardziej subtelných oddziaływań elektrycznych.

#### 4.1.c. Łącznik jako model przyrządu półprzewodnikowego

Jak zostało to już powiedziane w ćwiczeniu 2, znakomita większość układów elektroniki mocy to **układy przełączane** (ang. *switching circuits*). Charakteryzują się one tym, że przyrząd (lub przyrządy) półprzewodnikowy, na którym opiera się realizacja funkcji wyjścia, pracuje cyklicznie przełączając się między stanem załączenia a stanem wyłączenia. Do opisu takiego obiektu znakomicie nadaje się więc abstrakcyjne pojęcie łącznika.

Uproszczony model (opis matematyczny) przyrządu półprzewodnikowego, w którym przyrząd ten rozpatrywany jest jako łącznik przełączający się między dwoma stanami statycznymi: załączenia i wyłączenia, nazywamy **łącznikiem półprzewodnikowym** (ang. *semiconductor switch*). W zależności od wymagań co do dokładności analizy, przyrząd półprzewodnikowy może być rozpatrywany jako łącznik idealny lub rzeczywisty.

**Dobry łącznik** (a więc również przyrząd półprzewodnikowy) **powinien posiadać parametry jak najbardziej zbliżone do łącznika idealnego. Wynika to z wymagania wysokiej sprawności przetwarzania energii elektrycznej, a więc małej mocy strat w łączniku.** Zgodnie z analizą przeprowadzoną w par. 3.2.b, zerowy spadek napięcia w stanie załączenia (idealne zwarcie), zerowy prąd w stanie wyłączenia (idealne rozwarcie) oraz zerowy czas przełączania (natychmiastowa realizacja stanu) oznaczają bowiem osiągnięcie zerowych wartości wszystkich trzech składników mocy czynnej strat (3.6), a co za tym idzie – sprawności równej 1.

Należy pamiętać, że **łącznik jest tylko modelem przyrządu**, nigdy nie odzwierciedla więc *wszystkich* jego właściwości. W tym sensie zarówno łącznik idealny, jak i rzeczywisty, są w jakimś stopniu „nierzeczywiste”. Jednakże **stosowanie modelu łącznika półprzewodnikowego w znaczącym stopniu upraszcza analizę układów mocy.** Dzięki temu dużo łatwiej można przedstawić zasadę ich działania oraz wyznaczyć podstawowe charakterystyki pracy.

W analizie i syntezie (opracowywaniu) układów elektroniki mocy stosuje się zawsze najprostszy możliwy model łącznika półprzewodnikowego, tj. taki, który odzwierciedla wszystkie istotne (w danej chwili – zależy to ściśle od rozważanego zagadnienia) właściwości przyrządu, a z drugiej strony, którego maksimum parametrów można uznać odpowiednio za zerowe lub nieskończone.

Na przykład zwykle pomija się zagadnienie wytrzymałości napięciowej i prądowej, zakładając, że przyrząd o odpowiednich parametrach zostanie dobrany przez inżyniera na odpowiednim (stosunkowo późnym) etapie projektowania układu. Prawie zawsze można przyjąć, że rezystancja w stanie wyłączenia jest nieskończona. W wielu przypadkach, o ile przełączanie trwa relatywnie krótko, możliwe jest zaniedbanie (tj. przyjęcie zerowych) czasów przełączania. Z kolei jeżeli nie jest konieczne przewidzenie sprawności energetycznej układu, można przyjąć zerową rezystancję w stanie załączenia.

Analiza i synteza układów elektroniki mocy są więc sztuką dokonywania odpowiednich – uzasadnionych – uproszczeń. Taki sposób myślenia jest stosowany do analizy układu sterownika prądu przemiennego w ćwiczeniu 2.

#### 4.1.d. Stan łącznika a stan układu

**Stycznego stanu pracy łącznika nie należy mylić ze stanem ustalonym układu**, w którym łącznik ten pracuje. Do zasady działania przekształtników o działaniu przełączającym należy bowiem naprzemienne załączanie i wyłączanie przyrządu półprzewodnikowego. Łącznik ten znajduje się więc bardzo często w stanie dynamicznym, a jednak jednocześnie układ może znajdować się w stanie ustalonym.

Mówimy, że przekształtnik znajduje się w **stanie ustalonym** (ang. *stationary state, steady state*), jeżeli zjawiska związane z przekazem energii powtarzają się w nim co pewien czas, stanowiący **podstawowy okres pracy** tego układu. Tłumacząc tę definicję na sposób ilościowy można powiedzieć, że w stanie ustalonym:

- 1° w każdym okresie pracy układu ze źródła pobierana jest taka sama ilość energii,
- 2° w każdym okresie pracy układu do odbiornika dostarczana jest taka sama ilość energii,
- 3° w każdym okresie pracy w każdym elemencie biernym magazynującym energię (kondensator, cewka) taka sama ilość energii jest magazynowana, co oddawana do obwodu.

Jeżeli natomiast układ nie spełnia powyższych warunków, to mówimy, iż znajduje się on w **stanie nieustalonym** lub **stanie przejściowym** (ang. *transient state*, *transitory state*).

## 4.2. Łącznik stratny

### 4.2.a. Straty energii

Do tej pory wspomnieliśmy wyłącznie o energii potrzebnej do sterowania łącznikiem. Jednak również obwód główny łącznika (tj. między zwierzanymi–rozwierzanymi końcówkami) może pobierać energię. Jak wiemy z ćwiczenia 2, opisuje to wielkość fizyczna zwana mocą chwilową:

$$p = ui \quad (4.1)$$

gdzie:  $i$  – prąd płynący przez łącznik,  $u$  – napięcie na zaciskach łącznika. Wypadkowa energia elektryczna pobrana przez łącznik z układu w danym przedziale czasu  $\Delta t$  stanowi całkę z mocy chwilowej za ten odcinek:

$$W(\Delta t) = \int_{\Delta t} p dt = \int_{\Delta t} ui dt \quad (4.2)$$

Energia ta jest tracona w łączniku – nie może być już wykorzystana w innym elementach układu. Oznacza to zamianę energii elektrycznej na inną postać energii, zwykle (w elektronice mocy – zawsze) – cieplną. Dlatego mówi się o:

- **stratach mocy** (ang. *power loss*), **wydzielaniu mocy** lub **rozpraszaniu mocy** (ang. *power dissipation*) w łączniku – jako o zjawisku,
- oraz **mocy strat** (ang. identycznie *power loss*), **mocy traconej** (ang. *lost power*), **mocy wydzielanej** lub **mocy rozpraszanej** (ang. *dissipated power*) w łączniku – jako o wielkości fizycznej posiadającej konkretną wartość w watach.

Ekwiwalentnie można oczywiście mówić o *stratach energii*, *energii traconej*, *energii wydzielanej* lub *energii rozpraszanej* w łączniku.

**Straty energii są niepożądane** z dwóch względów:

- 1° mniej energii jest dostarczane ze źródła do odbiornika (gdyż część jest pobierana przez łącznik), a więc sprawność całego układu przekształtnikowego spada;
- 2° energia cieplna produkowana w łączniku musi być odprowadzana do otoczenia, co utrudnia projektowanie samych łączników (w naszym przypadku – przyrządów półprzewodnikowych), jak również często wymaga uzupełnienia ich o dodatkowe układy chłodzenia, co komplikuje układ i jego projektowanie.

### 4.2.b. Energia tracona a parametry łącznika

Jeżeli rozważymy pewien odcinek czasu  $T$ , w obrębie którego łącznik może się ogólnie znajdować:

- przez pewien czas  $\Delta t_{\text{cond}}$  – w stanie załączenia (przewodzenia, stąd indeks „cond”),
- przez pewien czas  $\Delta t_{\text{b}}$  – w stanie wyłączenia (blokowania, stąd indeks „b”),
- przez pewien czas  $\Delta t_{\text{on}}$  – w stanie załączania
- i przez pewien czas  $\Delta t_{\text{off}}$  – w stanie wyłączenia,

to całkę (4.2) można rozbić na cztery całki odpowiadające poszczególnym stanom pracy:

$$\begin{aligned}
 W(T) &= W_b + W_{on} + W_{cond} + W_{off} = \\
 &= \int_{\Delta t_b} p dt + \int_{\Delta t_{on}} p dt + \int_{\Delta t_{cond}} p dt + \int_{\Delta t_{off}} p dt = \\
 &= \int_{\Delta t_b} u i dt + \int_{\Delta t_{on}} u i dt + \int_{\Delta t_{cond}} u i dt + \int_{\Delta t_{off}} u i dt = \\
 &= \int_{\Delta t_b} \frac{u_D^2}{R_{off}} dt + \int_{\Delta t_{on}} u i dt + \int_{\Delta t_{cond}} i_T^2 R_{on} dt + \int_{\Delta t_{off}} u i dt
 \end{aligned} \tag{4.3}$$

gdzie:  $u_D$  – napięcie występujące między końcówkami łącznika w stanie wyłączenia,  $i_T$  – prąd płynący przez łącznik w stanie załączenia. Przeanalizujmy teraz wynik otrzymany dla poszczególnych stanów pracy.

1. **W stanie wyłączenia** energia tracona jest tym większa, im większe napięcie panuje na łączniku i im mniejszą rezystancję posiada łącznik. Z zasady stan ten, jako statyczny, może trwać dowolnie długo (w zależności od potrzeby narzuconej przez zasadę działania konkretnego układu). Stąd minimalizacja mocy strat w stanie wyłączenia możliwa jest wyłącznie przez maksymalizację rezystancji w stanie wyłączenia  $R_{off}$ . Dlaczego pominęliśmy napięcie  $u_D$  – zostanie wyjaśnione wkrótce, na razie ograniczmy się do stwierdzenia, że jest to – podobnie jak czas  $\Delta t_b$  – wielkość związana z układem, a nie z przyrządem.

Zauważmy, że dla łącznika idealnego  $R_{off} = \infty$ , a więc energia tracona w stanie wyłączenia jest zerowa.

2. **W stanie załączania** łącznik zmienia swoją rezystancję w sposób niemożliwy do ogólnego opisanego. Dlatego pozostano przy opisie za pomocą prądu i napięcia, których przebiegi zależą w ogólności od współdziałania układu i łącznika. Przedział całkowania – czas załączania  $\Delta t_{on}$  jest parametrem łącznika, dlatego minimalizując ten czas (a więc przedział całkowania), minimalizujemy energię traconą w stanie załączania.

Zauważmy, że dla łącznika idealnego  $\Delta t_{on} = 0$ , a więc energia tracona w stanie załączania jest zerowa.

3. **W stanie załączenia** energia tracona jest tym większa, im większy prąd płynie przez przyrząd oraz im większą rezystancję posiada łącznik. Analogicznie jak w stanie wyłączenia, prąd  $i_T$  i czas trwania stanu załączenia  $\Delta t_{cond}$  należą do własności układu, nie łącznika. Dlatego patrząc przez pryzmat tego ostatniego, minimalizacja mocy strat możliwa jest wyłącznie poprzez minimalizację rezystancji w stanie załączenia  $R_{on}$ .

Zauważmy, że dla łącznika idealnego  $R_{on} = 0$ , a więc energia tracona w stanie załączenia jest zerowa.

4. **Stan wyłączania** jest analogiczny do stanu załączania. Minimalizacja energii traconej w tym stanie jest możliwa poprzez minimalizację czasu wyłączania  $\Delta t_{off}$ .

Zauważmy, że dla łącznika idealnego  $\Delta t_{off} = 0$ , a więc energia tracona w stanie wyłączania jest zerowa.

Z powyższej analizy wynikają dwa bardzo ważne wnioski:

- 1° łącznik idealny jest **łącznikiem bezstratnym**, tzn. nie występują w nim straty energii;
- 2° łącznik rzeczywisty jest **łącznikiem stratnym**, a **energia tracona jest tym większa, im większa rezystancja w stanie załączenia, im mniejsza rezystancja w stanie wyłączenia i im dłuższy całkowity czas przełączania**.



#### 4.2.c. Energia tracona a moc strat

Zgodnie z własnością mocy czynnej – wprost wypływającą z jej definicji, jeżeli  $T$  jest podstawowym okresem pracy układu, to moc czynna strat w łączniku wyraża się wzorem:

$$P = \frac{W(T)}{T} = \frac{W_b + W_{on} + W_{cond} + W_{off}}{T} = \frac{W_{cond} + W_b}{T} + \frac{W_{on} + W_{off}}{T} \quad (4.4)$$

W zależności tej wyodrębnić można dwa składniki:

- 1) **moc czynna strat statycznych**  $P_{stat}$  (w skrócie: *moc statyczna*) – to składnik mocy czynnej wynikający z energii traconej w stanach statycznych:

$$P_{stat} = \frac{\Delta W_{cond} + W_b}{T} \quad (4.5)$$

- 2) **moc czynna strat dynamicznych**  $P_{dyn}$  (w skrócie: *moc dynamiczna*) – to składnik mocy czynnej wynikający z energii traconej w stanach dynamicznych:

$$P_{dyn} = \frac{\Delta W_{on} + W_{off}}{T} = \frac{W_{ts}}{T} \quad (4.6)$$

przy czym  $W_{ts}$  – **całkowita energia tracona podczas przełączania** (w skrócie: *energia przełączania*),

$$W_{ts} = \Delta W_{on} + W_{off} \quad (4.7)$$

Suma mocy strat statycznych i mocy strat dynamicznych stanowi moc czynną strat w łączniku, niekiedy dla jasności oznaczaną indeksem „tot” od ang. *total* ‘całkowita’:

$$P_{tot} \equiv P = P_{stat} + P_{dyn} \quad (4.8)$$

Z powyższego wyprowadzenia wynika, że aby w wyniku sumowania uzyskać moc czynną, **oba składniki muszą być obliczane w odniesieniu do całego okresu  $T$** , a nie do czasu trwania danego stanu.

W praktyce **rzadko uwzględnia się wszystkie 4 składniki energii traconej**. W większości przypadków rzeczywistych całkowicie uprawnione jest założenie  $W_b \ll W_{cond}$  (o kilka rzędów wielkości), a wówczas

$$P_{stat} \approx \frac{W_{cond}}{T} \quad (4.9)$$

Jeżeli z kolei możliwe jest założenie, że  $W_{dyn} \ll W_{stat}$ , co ma z reguły miejsce w układach niskiej częstotliwości (np. sieciowej 50 Hz), to

$$P \approx P_{stat} \approx \frac{W_{cond}}{T} \quad (4.10)$$

#### 4.2.d. Wymuszenie a odpowiedź

W zależności (4.3) moce w stanach statycznych wyrażono z pomocą parametrów  $R_{on}$  i  $R_{off}$  oraz wielkości  $u_D$  – napięcia występującego między końcówkami łącznika w stanie wyłączenia i  $i_T$  – prądu płynącego przez łącznik w stanie załączenia. Zwróćmy uwagę, że **pierwsze dwie wielkości opisują właściwości łącznika, podczas gdy drugie dwie (napięcie i prąd) wynikają zasadniczo z działania układu elektrycznego**, w którym pracuje łącznik.

Przez przyrząd wyizolowany nie popłynie bowiem żaden prąd, ani też nie odłoży się na nim żadne napięcie. Dopiero układ, którego element stanowić będzie łącznik, może zapewnić źródło energii i zamknięcie pętli obwodu elektrycznego poza łącznikiem, dzięki czemu w stanie wyłączenia między końcówkami łącznika może pojawić się różnica potencjałów, zaś w stanie załączenia – przepłynąć prąd.

Analizując działanie łączników półprzewodnikowych należy zawsze pamiętać, że:

- 1° w stanie załączenia to układ zewnętrzny narzuca prąd łącznika, zaś spadek potencjału<sup>4</sup> na łączniku wynika z jego niezerowej rezystancji:

$$u_T = i_T R_{on} \quad (4.11)$$

- 2° w stanie wyłączenia to układ zewnętrzny narzuca napięcie na łączniku, zaś prąd płynący przez łącznik wynika z jego skończonej rezystancji:

$$i_D = \frac{u_D}{R_{off}} \quad (4.12)$$

Powyższa zasada obowiązuje pod warunkiem, że łącznik jest bliski idealnemu. Przedstawmy obwód zewnętrzny za pomocą schematu zastępczego zawierającego pewne źródło napięcia  $e$  i pewną wypadkową rezystancję szeregową  $R_{ext(s)}$  (rys. 5a). Rezystancja  $R_{sw}$  odpowiada rezystancji łącznika w odpowiednim stanie pracy. Wówczas łącznik jest bliski idealnemu, o ile:

- 1° jego rezystancja w stanie załączenia  $R_{on} \ll R_{ext(s)}$ , wówczas nie ma on znaczącego wpływu na prąd płynący w obwodzie:

$$i_T = \frac{e}{R_{ext(s)} + R_{sw}} = \frac{e}{R_{ext(s)} + R_{on}} \approx \frac{e}{R_{ext(s)}} \quad (4.13)$$

a więc wartość prądu narzucona jest przez elementy obwodu zewnętrznego;

- 2° jego rezystancja w stanie wyłączenia  $R_{off} \gg R_{ext(s)}$ , wówczas ma on znaczący wpływ na prąd płynący w obwodzie – lub raczej brak przepływu:

$$i_D = \frac{e}{R_{ext(s)} + R_{sw}} = \frac{e}{R_{ext(s)} + R_{off}} \approx \frac{e}{R_{off}} \xrightarrow{R_{off} \rightarrow \infty} 0 \quad (4.14)$$

<sup>4</sup> W elektronice mocy często mówi się o *spadku potencjału* (ang. *voltage drop*, co niepoprawnie tłumaczy się często jako „spadek napięcia”) na elemencie. Termin ten jest synonimem *różnicy potencjałów*. Używa się go w odniesieniu do napięcia, jakie odkłada się między końcówkami elementu w wyniku przepływu prądu. Słowo „spadek” stanowi tu odwołanie do faktu, że następuje w ten sposób zmniejszenie potencjału elektrycznego między węzłami obwodu, do których przyłączony jest element.

Rozważmy na przykład układ, w którym żarówka zasilana jest z akumulatora 12 V przez szeregowo włączoną diodę. Przyjmijmy, że potencjał bieguna ujemnego wynosi 0 V, zaś do bieguna dodatniego przyłączona jest dioda. Z powodu napięcia występującego na diodzie – założmy że jest to 0,8 V – potencjał na jej anodzie wyniesie 12 V, zaś na jej katodzie 11,2 V. Na diodzie nastąpił więc spadek potencjału w rozmiarze 0,8 V. Przy czym nie jest to spadek w czasie, a w przestrzeni – na drodze od źródła do odbiornika. Synonimem będzie tu *napięcie odłożone na elemencie*.

Oczywiście określenie *spadek potencjału* może również oznaczać proces zmniejszania się potencjału jakiegoś węzła obwodu wraz z upływem czasu (w tym przypadku ang. *voltage drop* lub *voltage fall*). Synonimem będzie tu *zmniejszenie potencjału*. W związku z powyższym, w niniejszej instrukcji będziemy unikać sformułowania „spadek potencjału”, chyba że z kontekstu jasno wynika, w którym ze znaczeń zostało ono użyte. W publikacjach naukowo-technicznych spotyka się je jednak bardzo często.

Wiele częściej niż o *spadku potencjału* w czasie, istnieje konieczność wypowiedzenia się o *spadku napięcia* w czasie. Z tego powodu sformułowanie „spadek napięcia na elemencie” jest nie tylko niepoprawne (napięcie między dwoma punktami na elemencie *występuje*, to potencjał *zmniejsza się* na drodze między tymi punktami), ale zupełnie nieakceptowalne, gdyż prawie zawsze rodzi ryzyko nieporozumienia.

a więc napięcie na łączniku jest wymuszone przez źródło zewnętrzne – na zasadzie dzielnika napięcia:

$$u = e \frac{R_{sw}}{R_{ext(s)} + R_{sw}} = e \frac{R_{off}}{R_{ext(s)} + R_{off}} \approx e \frac{R_{off}}{R_{off}} = e \quad (4.15)$$

Czasem lepszą reprezentacją obwodu zewnętrznego jest równoważna postać ze źródłem prądu  $j$  i wypadkową rezystancją równoległą  $R_{ext(p)}$ . Przypadek ten zobrazowano na rys. 5b. Łącznik jest bliski idealnemu pod tymi samymi warunkami:

- 1° jego rezystancja w stanie załączenia  $R_{on} \ll R_{ext(p)}$ , wówczas – na zasadzie dzielnika prądu –

$$i = j \frac{R_{ext(p)}}{R_{ext(p)} + R_{sw}} = j \frac{R_{ext(p)}}{R_{ext(p)} + R_{on}} \approx j \frac{R_{ext(p)}}{R_{ext(p)}} = j \quad (4.16)$$

a więc ponownie wartość prądu narzucona jest źródło zewnętrzne;

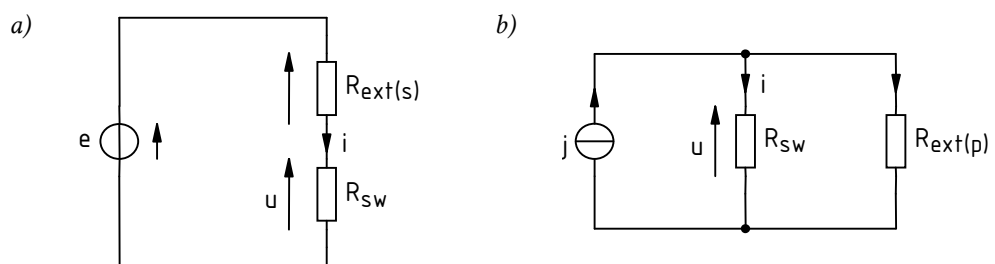
- 2° jego rezystancja w stanie wyłączenia  $R_{off} \gg R_{ext(p)}$ , wówczas

$$i = j \frac{R_{ext(p)}}{R_{ext(p)} + R_{sw}} = j \frac{R_{ext(p)}}{R_{ext(p)} + R_{off}} \approx j \frac{1}{R_{off}} \xrightarrow{R_{off} \rightarrow \infty} 0 \quad (4.17)$$

a więc cały prąd źródła płynie przez elementy obwodu zewnętrznego, które ponownie wymuszają napięcie na łączniku (równe napięciu na tym obwodzie), zgodnie z prawem Ohma:

$$u = jR_{ext(p)} \quad (4.18)$$

Z powyższego wynika, że taki, a nie inny wybór zależności określających moce w równaniu (4.3) nie był przypadkowy, ale odzwierciedla rzeczywiste zjawiska fizyczne w obwodzie. Wzory te uzależniają moc od rzeczywistej przyczyny (wymuszenia), co pozwala na uzyskanie wyniku w prosty sposób, o ile tylko znane są parametry obwodu i możliwe jest dokonanie przybliżeń przedstawionych wyżej.



Rys. 5. Łącznik w zastępczym obwodzie zewnętrznym: a) ze źródłem napięciowym; b) ze źródłem prądowym

### 4.3. Budowa przyrządów półprzewodnikowych mocy

#### 4.3.a. Przyrządy mocy a przyrządy sygnałowe

Jak już powiedziano, łącznik półprzewodnikowy stanowi uproszczony model przyrządu półprzewodnikowego. Odzwierciedla on te jego właściwości, które są istotne z punktu widzenia zastosowania w elektronicznych układach przekształtnikowych.

Przyrządy znajdujące zastosowanie w przekształtnikach elektronicznych nazywamy **przyrządami półprzewodnikowymi mocy** (ang. *power semiconductor devices*), co ma podwójne uzasadnienie:

- 1° są one wykorzystywane w przekształtnikach, a więc układach przekazu i sterowania mocą (*przetwarzania mocy*),
- 2° co z kolei narzuca duże wartości prądów lub napięć, a więc stosunkowo duże wartości mocy w samym przyrządzie (jako że stanowi ona iloczyn prądu i napięcia).

W odróżnieniu, inne przyrządy półprzewodnikowe nazywa się **przyrządami sygnałowymi** (lub *małosygnałowymi*, ang. *signal devices, signal-level devices, small-signal devices*), gdyż są przeznaczone do stosowania w układach *przetwarzania sygnałów*.

#### 4.3.b. Struktura półprzewodnikowa

Jak sama nazwa wskazuje, zasadniczym składnikiem łącznika półprzewodnikowego jest **struktura półprzewodnikowa** (ang. *semiconductor structure*), tj. zestaw odpowiednio ułożonych względem siebie warstw półprzewodnikowych, uzupełniony o elementy przewodzące i izolacyjne. Istnieje duża różnorodność rzeczywistych struktur przyrządów, których omawianie nie ma tutaj sensu. Wybrane elementy wybranych struktur zostaną przeanalizowane w poszczególnych ćwiczeniach. Poniżej w 5 punktach zebrane zostały najważniejsze wiadomości o technologii przyrządów półprzewodnikowych mocy.

1. Najbardziej popularnym **materiałem półprzewodnikowym** (półprzewodnikiem, ang. *semiconducting material, semiconductor*), również w elektronice mocy, jest monokrystaliczny krzem (Si, ang. *silicon*). Ze względu na dużo wyższą ruchliwość elektronów, pewne zastosowanie znajduje też arsenek galu (GaAs, ang. *gallium arsenide*). Obiecującym materiałem, wprowadzonym do masowej produkcji przyrządów już w XXI w., jest węgiel krzemu (SiC, ang. *silicon carbide*). Wśród materiałów przewodzących (przewodników, ang. *conducting materials, conductors*) najpopularniejsze jest aluminium (Al, ang. *aluminium*), z którego wytwarzana jest większość elektrod, za wyjątkiem bramek izolowanych, wytwarzanych zwykle z krzemu polikrystalicznego (ang. *polycrystalline silicon*). Najbardziej powszechnym materiałem izolacyjnym (izolatorem, ang. *insulating material, insulator*) jest natomiast tlenek krzemu (SiO<sub>2</sub>, ang. *silicon oxide*).
2. **Strukturę półprzewodnikową** tworzą dwie lub więcej **warstw półprzewodnikowych** (ang. *semiconductor layers*), tj. obszarów o różnym typie przewodnictwa (elektronowym – oznaczanym literą N, lub dziurowym – oznaczanym literą P) lub różnej koncentracji domieszek. W praktyce w przyrządach mocy możliwe do uzyskania są koncentracje rzędu wielkości od  $10^{13} \text{ cm}^{-3}$  do  $10^{21} \text{ cm}^{-3}$ . Poziom domieszkowania danej warstwy i warstw sąsiednich ma ogromny wpływ na zachowanie nośników wewnątrz i na jej granicach, a poprzez to – na jej parametry elektryczne.
3. Sąsiadujące ze sobą warstwy półprzewodnika tworzą **złącze półprzewodnikowe** (ang. *semiconductor junction*). Podstawowe i najczęściej spotykane jest złącze PN, jednak również styk warstw o tym samym typie półprzewodnictwa rozważa się jako złącze. W elektronice mocy spotykane są przyrządy nawet o 5 i więcej

warstwach (np. triak). Wykorzystuje się również złącza metal-półprzewodnik (Schottky'ego).

4. Z reguły warstwa półprzewodnikowa posiada **wyprowadzenie na zewnątrz** przyrządu, nazywane **elektrodą** lub **końcówką** (ang. *electrode*, *contact*, *terminal*). Niekiedy nie jest to jednak potrzebne (jak np. w przypadku środkowych warstw triaka i diaka). W przyrządach półprzewodnikowych mocy elektrody są dość często wspólne dla dwóch warstw (przy czym jedna z nich może być obejmowana tylko na niewielkiej powierzchni); pozwala to uzyskać korzystniejsze właściwości (np. dla triaka częściowe zwarcie bramki z końcówką główną zwiększa odporność na efekty stromościowe).
5. Przyrządy półprzewodnikowe mocy posiadają znaczne rozmiary. Oznacza to, że nie można pominąć **rozłożonego charakteru zjawisk** fizycznych. Na przykład istotne jest, że napięcie występujące na przyrządzie nie występuje w jednym punkcie; każdy fragment półprzewodnika przedstawia sobą jakąś cząstkową rezystancję, na której odkłada się część napięcia.

### 4.3.c. Rola warstw półprzewodnikowych

Poszczególne warstwy (lub mniejsze obszary) w przyrządzie półprzewodnikowym mogą pełnić różną rolę, przy czym klasyfikacja ta odnosi się do stanu załączenia:

- 1) **emiter** (E, ang. *emitter*) – to warstwa, która dostarcza nośników (wstrzykuje nośniki) poprzez złącze półprzewodnikowe;
- 2) **baza** (B, ang. *base*) – to warstwa, która przyjmuje nośniki z sąsiedniego obszaru (obszarów);
- 3) **kolektor** (C, ang. *collector*) – to warstwa, który zbiera nośniki z sąsiedniej warstwy;
- 4) **kanal** (ch, ang. *channel*) – to obszar, przez który może być przewodzony prąd, jednak poprzez odpowiednie oddziaływanie można powodować jego powstanie lub zanik;
- 5) **podłoże** (B, ang. *substrate*, *bulk*) – to warstwa, w której wytwarzany jest kanał;
- 6) **źródło** (S, ang. *source*) – to warstwa dostarczająca nośników do kanału;
- 7) **dren** (D, ang. *drain*) – to warstwa zbierająca nośniki z kanału.

W przyrządach półprzewodnikowych mocy mogą współistnieć ze sobą w jednej strukturze warstwy w konfiguracjach nie spotykanych w przyrządach sygnałowych – np. kanał i emiter. Jedna warstwa może również pełnić jednocześnie dwie role, np. bazy i kolektora (jak środkowe warstwy w tyrystorze).

Określeń mówiących o roli danej warstwy nie należy mylić z nazwami elektrod – mogą być one takie same lub inne. Wśród nazw elektrod, oprócz określeń wymienionych wyżej (w nawiasach podano tam unormowane oznaczenia literowe elektrod), spotyka się również następujące:

- 8) **anoda** (A, ang. *anode*) – to elektroda o wyższym potencjale elektrycznym (w stanie załączenia łącznika);
- 9) **katoda** (K, ang. *cathode*) – to elektroda o niższym potencjale elektrycznym (w stanie załączenia łącznika);
- 10) **bramka wyzwalająca** (G, ang. *triggering gate*) – to elektroda, poprzez którą można chwilowo doprowadzić wielkość fizyczną (prąd, ładunek) powodującą trwale załączenie lub wyłączenie przyrządu, w wyniku bezpośredniego oddziaływania na ścieżkę przewodzenia prądu (np. bramka tyrystora);
- 11) **bramka sterująca** (G, ang. *controlling gate*) – to elektroda, poprzez którą można doprowadzić wielkość fizyczną (napięcie, ładunek) oddziałującą na kanał przewodzenia prądu w sposób pośredni (brak przepływu prądu sterującego ścieżką przewodzenia prądu). Bramka sterująca może być:

- **bramką złączową** (ang. *junction gate*) – kiedy napięcie sterujące przykładane jest między warstwy stykające się ze sobą i tworzące złącze (złącza) półprzewodnikowe (np. bramka tranzystora JFET),
- lub **bramką izolowaną** (ang. *insulated gate*) – kiedy napięcie sterujące przykładane jest między warstwę półprzewodnikową a elektrodę, odseparowane od siebie przez dodatkowy materiał izolacyjny (np. bramka tranzystora MOSFET).

#### 4.3.d. Wytwarzanie warstw półprzewodnikowych

Nie tylko poziom domieszkowania czy wymiary warstwy półprzewodnikowej mają wpływ na właściwości tej warstwy i całego przyrządu. Istotna może być również metoda użyta do wytworzenia tej warstwy. Poniżej omówimy najważniejsze z nich w stopniu niezbędnym do zrozumienia powodów użycia takich a nie innych procesów technologicznych do produkcji konkretnych przyrządów.

1. **Produkcja monokryształu** pozwala uzyskać zasadniczą, podstawową bryłę krzemu, tzw. **podłoże**. Znanych jest tu kilka procesów. Wszystkie są proste i pozwalają wytwarzać bryły o znacznych rozmiarach (zarówno powierzchnia przekroju jak i grubość), jednak o małej dokładności i niskiej jakości wykonania (poziom domieszkowania, parametry fizyczne określające zachowanie nośników, defekty).
2. **Epitaksja** – to wzrost dodatkowej warstwy krzemu na wcześniej wytworzonym podłożu. Jest to proces bardziej złożony i kosztowny oraz nie pozwalający na realizację zbyt grubych warstw (co ma negatywne znaczenie w elektronice mocy), ale znacznie precyzyjniejszy.
3. **Dyfuzja** – to osadzanie domieszek w płytce krzemu (uzyskanej jedną z dwóch powyższych metod) przez dyfuzję z fazy gazowej poprzez górną lub dolną powierzchnię płytki. Jest to proces nieprecyzyjny, ale prosty, a pozwalający na domieszkowanie lokalne (w przeciwieństwie do poprzednich dwóch, które obejmują całą powierzchnię przekroju).
4. **Implantacja jonów** – to umieszczanie w płytce jonów domieszek rozpędzonych do dużej prędkości za pomocą specjalnego działła. Jest to proces pozwalający na precyzyjne ustalenie koncentracji domieszek, położenia, granic i grubości warstwy oraz innych parametrów. Możliwa jest nawet realizacja warstw zagrzebanych, tj. umieszczonych na pewnej głębokości pod powierzchnią krzemu.

#### 4.3.e. Obudowa i chłodzenie

Jest oczywistym fakt, że struktura półprzewodnikowa musi być umieszczona w **obudowie** (ang. *case, package*), która odizoluje ją od środowiska zewnętrznego. Przyrząd półprzewodnikowy powinien mieć kontakt z otoczeniem wyłącznie za pośrednictwem elektrod, a nie całej swojej powierzchni. Niekorzystnie byłoby też oddziaływanie wilgoci czy zanieczyszczeń. Istnieje jednak nie mniej ważny powód stosowania obudów.

Przyrządy półprzewodnikowe, jako obiekty rzeczywiste, są oczywiście łącznikami stratnymi. Cała energia cieplna generowana w przyrządzie musi być stale odprowadzana do otoczenia. W przeciwnym razie jego temperatura stale by rosła, co doprowadziłoby ostatecznie do zniszczenia. Dlatego obudowa zwykle wykonana jest z materiału o wysokiej przewodności cieplnej (najczęściej metalu), jak również umożliwia mechaniczne połączenie z dodatkowym elementem chłodzącym – **radiatorem** (ang. *heat sink*).

W przypadku przyrządów mniejszej mocy umieszczonych w niewielkich obudowach, znaczącą rolę w chłodzeniu mogą również odgrywać metalowe **wyprowadzenia** (lub *końcówki*, ang. *leads, pins*) elektrod. Z kolei dla elementów przeznaczonych do tzw. montażu powierzchniowego rolę radiatora może pełnić odpowiednio duże pole miedzi wykonane na płytce drukowanej.

Zagadnienie chłodzenia przyrządów półprzewodnikowych będzie dokładniej przeanalizowane w ćwiczeniu 6.

#### 4.3.f. Obwód sterowania

Pod pojęciem **sterowania** (ang. *drive* lub *control*<sup>5</sup>) rozumie się (w rozważanym tu kontekście) kontrolowane załączanie lub wyłączanie łącznika. Jakkolwiek idea łącznika opisuje równie dobrze obiekty o sterowaniu mechanicznym, w układach elektronicznych przydatne są tylko takie elementy, które da się sterować za pomocą wielkości elektrycznych – np. prądu lub napięcia. Takimi właśnie elementami są przyrządy półprzewodnikowe mocy.

Umowny symbol łącznika sterowanego przedstawiono na rys. 4b, gdzie  $x_{ctrl}$  oznacza **wielkość sterującą** odpowiednią dla konkretnego przyrządu. Do dostarczenia tej wielkości służyć musi dodatkowa końcówka. Weźmy jednak pod uwagę, że przepływ prądu musi odbywać się w jakimś obwodzie, zaś napięcie musi występować między jakimiś dwoma punktami. W związku z tym **do sterowania łącznikiem potrzebna jest de facto para końcówek**. W łącznikach elektromechanicznych (np. przekaźniki) jest to zwykle para osobna. Natomiast w przypadku łączników półprzewodnikowych **sterowanie odbywa się zawsze między jedną końcówką sterującą a którąś z końcówek głównych**.

W związku z tym, w półprzewodnikowym łączniku sterowalnym występują dwa (co najmniej i najczęściej) prądy i dwa napięcia międzykońcówkowe – inaczej mówiąc, dwa obwody czyli drogi między końcówkami.

1. **Obwód główny** lub **obwód wyjściowy** (ang. *principal circuit, output circuit*) znajduje się między końcówkami, które mogą być zwierane lub rozwierane zgodnie z zasadą działania łącznika. Końcówki te zwane są **końcówkami głównymi** (ang. *main terminals, principal terminals*). Obwód główny inaczej zwany jest **obwodem mocy** (ang. *power circuit*), gdyż przezeń płynie prąd transportujący energię w przekształtniku.

Prąd płynący w obwodzie głównym nazywany jest **prądem głównym** (ang. *principal current*), a napięcie między końcówkami głównymi – **napięciem głównym** (ang. *principal voltage*). Jeżeli w skrócie mówi się o *prądzie łącznika* i *napięciu na łączniku*, to należy przez to zawsze rozumieć wielkości występujące w obwodzie głównym.

2. **Obwód sterowania** lub **obwód wejściowy** (ang. *control circuit* lub *drive circuit, input circuit*) znajduje się między **końcówką sterującą** (ang. *control terminal, drive terminal*) a jedną z końcówek głównych, a za pośrednictwem określonej wielkości elektrycznej występującej w tym obwodzie możliwe jest załączanie lub wyłączanie łącznika.

Prąd płynący w obwodzie sterowania (między końcówką sterującą a odpowiednią końcówką główną) nazywany jest **prądem sterowania** lub **prądem sterującym** (ang. *control current, drive current*); analogicznie napięcie występujące w obwodzie sterowania (między końcówką sterującą a odpowiednią końcówką główną) nazywane jest **napięciem sterowania** lub **napięciem sterującym** (ang. *control voltage, drive voltage*).

<sup>5</sup> W języku angielskim wyraz *control* ma znaczenie ogólne – odnosi się zarówno do sterowania na poziomie całego układu (np. sterowanie napięciem czy prędkością w sensie ich stabilizacji na pożądanym poziomie), jak i do oddziaływania na pojedynczy przyrząd półprzewodnikowy w celu uzyskania pożądanego jego działania (np. zmiana prądu bazy tranzystora BJT w celu uzyskania proporcjonalnej zmiany prądu kolektora). Natomiast dostarczanie napięcia lub prądu do końcówki sterującej przyrządu półprzewodnikowego w celu jego załączenia określa się ściślej słowem *drive*. W języku polskim wspólnym odpowiednikiem obu tych pojęć jest *sterowanie*. Jednakże odpowiednikiem *control* (nie *drive*) może być także termin *regulacja*. Z kolei o końcówce przyrządu mówi się, że zostaje ona *wysterowana*, skąd także *wysterowanie* (czego nie można powiedzieć w znaczeniu *control*). Przy tej okazji trzeba wspomnieć, że w elektronice odpowiednikiem angielskich słów *controller* i *driver* jest prawie zawsze słowo *sterownik* (nie *kontroler* – chyba że faktycznie chodzi o układ coś kontrolujący, tj. nadzorujący lub sprawdzający).

Dla przyrządów półprzewodnikowych sygnałowych często sterowanie jest możliwe względem dowolnej końcówki, tj. dowolna końcówka może pełnić rolę wspólną dla obwodu wyjściowego i obwodu sterowania. Wynika to z symetrii lub przynajmniej małych rozmiarów struktury półprzewodnikowej. W przypadku przyrządów półprzewodnikowych mocy warunki te nie są spełnione, zaś skuteczne sterowanie wymaga geometrycznej bliskości obu elektrod obwodu sterowania. Z tego powodu **końcówka wspólna dla obwodu mocy i obwodu sterowania jest dla konkretnego przyrządu ściśle określona** (np. katoda w przypadku tyrystora).



## 4.4. Klasyfikacja łączników półprzewodnikowych

### 4.4.a. Sterowalność

Nie wszystkie przyrządy półprzewodnikowe (w tym również przyrządy mocy) dają możliwość sterowania, zaś jeżeli dają – to nie w tym samym stopniu. Według tego kryterium można wyróżnić następujące trzy grupy.

1. **Przyrządy niesterowalne** (lub: *niesterowane*, ang. *uncontrollable switches*) – to takie, których nie da się załączyć ani wyłączyć przez oddziaływanie niezależne od obwodu głównego. Takim przyrządem jest np. poznany w ćwiczeniu 2 **diak**, którego załączenie i wyłączenie można spowodować wyłącznie odpowiednio przez wzrost napięcia *głównego* lub spadek prądu *głównego*. Innymi powszechnie stosowanymi przyrządami z tej grupy są **dioda** i **transil**. Przyrządy niesterowalne nie posiadają oczywiście końcówki sterującej ani obwodu sterowania.
2. **Przyrządy półsterowalne** (lub: *półsterowane*, ang. *semi-controllable switches*) – to takie, które dają możliwość sterowania jednokierunkowego: po kontrolowanym (przez oddziaływanie w obwodzie sterowania, niezależnie od obwodu głównego) przełączeniu w jeden ze stanów statycznych, powrót do drugiego stanu statycznego jest już możliwy wyłącznie dzięki odpowiedniemu wymuszeniu w obwodzie głównym. Do grupy tej należy większość **tyrystorów** (w tym tyrystor konwencjonalny i triak); w ich przypadku możliwe jest kontrolowane załączenie w dowolnej chwili poprzez prąd w obwodzie sterowania (bramki), ale wyłączenie może nastąpić tylko w wyniku spadku prądu *głównego* (anody) poniżej wartości prądu podtrzymania.
3. **Przyrządy sterowalne** (lub: *sterowane*, precyzyjniej: *przyrządy w pełni sterowalne*, ang. *controllable switches*) – to takie, których zarówno załączanie, jak i wyłączanie może być zrealizowane poprzez obwód sterowania, bez udziału wielkości obwodu głównego. Do tej grupy należą wszystkie  **tranzystory** oraz kilka specjalnych rozwiązań **tyrystorów** [tyrystor wyłączalny (GTO), niektóre tyrystory sterowane strukturą MOS (MCT)].

### 4.4.b. Wielkość sterująca

Pod względem wielkości elektrycznej służącej do sterowania obwodem głównym, przyrządy półprzewodnikowe dzielą się na następujące podstawowe grupy.

1. W przyrządach o **sterowaniu prądowym** (ang. *current-controlled devices*) do przełączenia i utrzymania przyrządu w stanie statycznym (w praktyce zawsze w stanie załączenia) niezbędny jest stały przepływ prądu między końcówkami obwodu sterowania. Ponieważ przepływ ten występuje przy zawsze niezerowym napięciu, ze sterowaniem prądowym związana jest znaczna energia sterowania  $W_{ctrl}$ . Jest to cecha niekorzystna ze względu na straty mocy (zmniejszenie sprawności całego urządzenia i nagrzewanie samego łącznika) oraz dużą wydajność prądową wymaganą od źródła sygnału sterującego.
2. W przyrządach o **sterowaniu napięciowym** (ang. *voltage-controlled devices*) do przełączenia i utrzymania przyrządu w stanie statycznym (najczęściej załączenia) niezbędna jest stała obecność napięcia między końcówkami obwodu sterowania, przy zanedbywalnie małym poborze prądu. Zanedbywalnie mały pobór prądu oznacza, że energia sterowania jest również nieznaczna, a sygnał sterujący może być generowany przez źródło o niewielkiej wydajności – a więc w praktyce prostsze, mniejsze i wydzielające mniej ciepła.
3. W przyrządach o **sterowaniu ładunkowym** (ang. *charge-controlled devices*) do przełączenia przyrządu niezbędne jest dostarczenie określonego ładunku – co

oznacza przepływ prądu przez pewien czas, natomiast nie ma konieczności oddziaływania na łącznik w celu utrzymania go w stanie statycznym. Sterowanie takie jest korzystniejsze od prądowego o tyle, że chwilowy jedynie przepływ prądu oznacza mniejsze straty mocy. Wymagana wydajność prądowa źródła może być mniejsza lub większa w porównaniu ze sterowaniem prądowym (zakładając taką samą wartość prądu głównego), jednak w tym przypadku jest to wydajność chwilowa, łatwiejsza do zapewnienia.

Dla przyrządów półprzewodnikowych mocy charakterystyczne jest występowanie szczególnego sterowania mieszanego, które określa się mianem **sterowania napięciowo-ładunkowego**. Przy tym sposobie sterowania, utrzymanie przyrządu w stanie statycznym wymaga jedynie stałej obecności napięcia (co korzystne względem sterowania prądowego), ale dodatkowo do przełączenia przyrządu konieczne jest dostarczenie ładunku (z czym związane są wszystkie wady sterowania ładunkowego).

#### 4.4.c. Fizyczny mechanizm sterowania

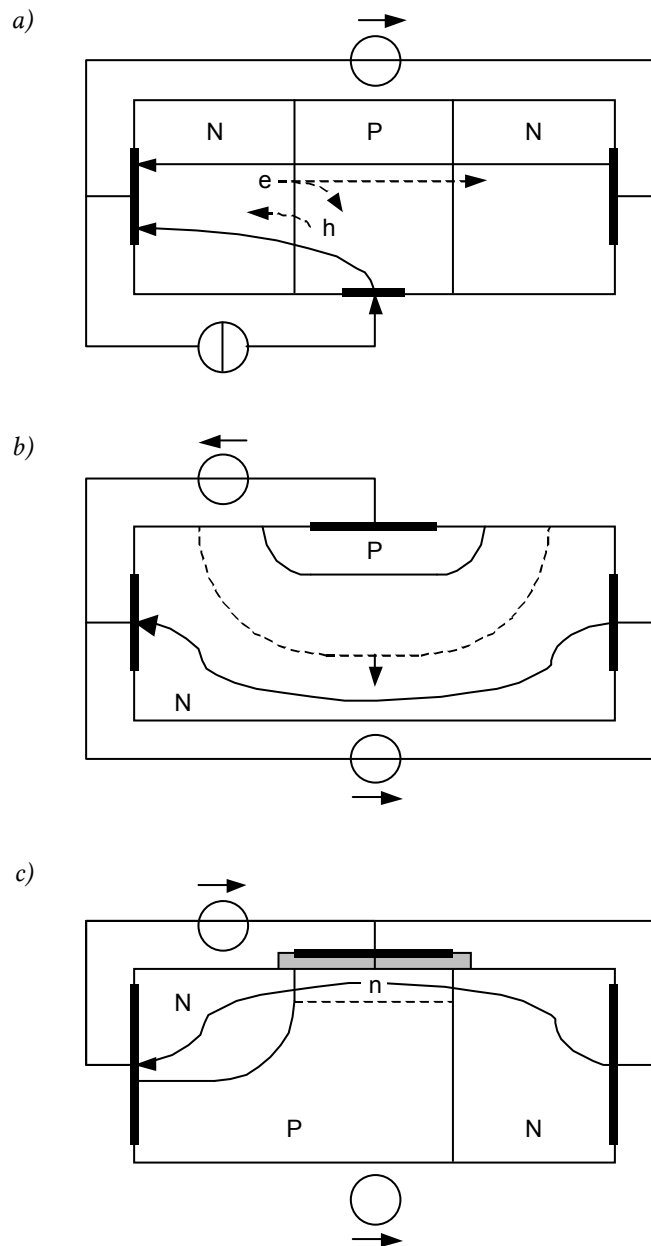
Różne sposoby sterowania przedstawione wyżej są realizowane z wykorzystaniem różnych mechanizmów fizycznych. Znane są 3 rodzaje oddziaływań fizycznych, które można efektywnie wykorzystać do sterowania przyrządami półprzewodnikowymi. Schematycznie przedstawiono je na rys. 6. W przyrządach mocy stosowany jest głównie mechanizm 1 i 3, chociaż – jak zaznaczono – również mechanizm 2 znajduje pewne zastosowanie.

1. **Sterowanie złączowe** opiera się na polaryzacji złącza sterującego w kierunku przewodzenia i wymuszenie przepływu prądu. Elektrody obwodu sterowania są więc dołączone do dwóch stykających się warstw półprzewodnikowych o różnym typie przewodnictwa. Przepływ prądu powoduje wstrzykiwanie nośników wewnątrz struktury, który z kolei inicjuje przepływ prądu głównego zarówno przez złącze sterujące, jak i na całej długości obwodu głównego. Oznacza to załączenie łącznika. Jest jasne, że mechanizm ten może być wykorzystany do **sterowania prądowego** – np. w *tranzystorze bipolarnym złączowym BJT*, lub do **sterowania ładunkowego** – np. w *tyrystorze konwencjonalnym SCR*.
2. **Sterowanie polowe przez bramkę złączową** polega na oddziaływaniu na ścieżkę przepływu prądu poprzez pole elektryczne złącza nie należące do tej ścieżki, ale znajdujące się obok. Elektrody obwodu sterowania dołączone są do dwóch stykających się warstw o różnym typie przewodnictwa, ale tylko przez jedną z nich płynie prąd główny. Wsteczna polaryzacja złącza sterującego powoduje powstanie obszaru ładunku przestrzennego – pozbawionego nośników, który może ostatecznie wypełnić cały półprzewodnik, a wówczas kanał ulega likwidacji i prąd główny przestaje płynąć. Oznacza to wyłączenie łącznika. W obwodzie sterowania nie płynie prąd, gdyż złącze sterujące jest spolaryzowane zaporowo.

Mechanizm ten może być więc wykorzystany do **sterowania napięciowego**, jednak jest rzadko spotykany w przyrządach półprzewodnikowych mocy. Przykładem jest *tranzystor z indukcją statyczną SIT* (nie odniósł on jednak sukcesu rynkowego) czy niektóre *superzłączowe tranzystory MOSFET* (w których jednak sterowanie polowe złączowe jest dodatkowym, pomocniczym mechanizmem). Podobną pomocniczą rolę mechanizm polowy złączowy pełni w niektórych przyrządach niesterowalnych (struktury RESURF, dioda Schottky'ego z barierą złączową – JBS).

3. **Sterowanie polowe przez bramkę izolowaną** polega na oddziaływaniu na ścieżkę przepływu prądu poprzez pole elektryczne indukowane w wyniku istnienia różnicy potencjałów między odizolowanymi elektrycznie elektrodami obwodu sterowania. Jedna z tych elektrod dołączona jest do podłoża – warstwy krzemu, natomiast druga znajduje się powyżej powierzchni płytki krzemowej, odseparowana odeń przez warstwę izolatora. Taki układ nosi historyczną nazwę **układu metal-tlenek-półprzewodnik** (ang. *metal-oxide-semiconductor*, stąd skrót MOS) i działa na zasadzie kondensatora. W uproszczeniu, doprowadzenie ładunku na elektrodę znajdującą się nad krzemem – jedną okładkę, powoduje zaindukowanie przeciwnego ładunku w krzemie – drugiej okładce. Ładunek

w krzemie związany jest z obecnością nośników ładunku, które tworzą kanał – ścieżkę przepływu prądu; zaindukowanie ładunku oznacza więc załączenie przyrządu.



Rys. 6. Mechanizmy sterowania przepływem prądu głównego:

a) sterowanie złączowe (na przykładzie tranzystora BJT) – wymuszenie prądu w obwodzie sterowania powoduje wstrzykiwanie dziur z warstwy P do warstwy N, a w wyniku – wstrzykiwanie elektronów z warstwy N do P, które to elektrony dostają się do drugiej warstwy N, co oznacza przepływ prądu głównego;

b) sterowanie polowe przez bramkę złączową – obszar ładunku przestrzennego wynikający z wstecznej polaryzacji złącza PN zajmuje coraz większą objętość podłoża N, aż do likwidacji kanału przepływu prądu głównego;

c) sterowanie polowe przez bramkę izolowaną – dodatnia polaryzacja elektrody odizolowanej powoduje zaindukowanie ładunku ujemnego w krzemie pod izolatorem, tj. przyciągnięcie elektronów, powstaje więc kanał dla przewodzenia prądu między dwiema warstwami N

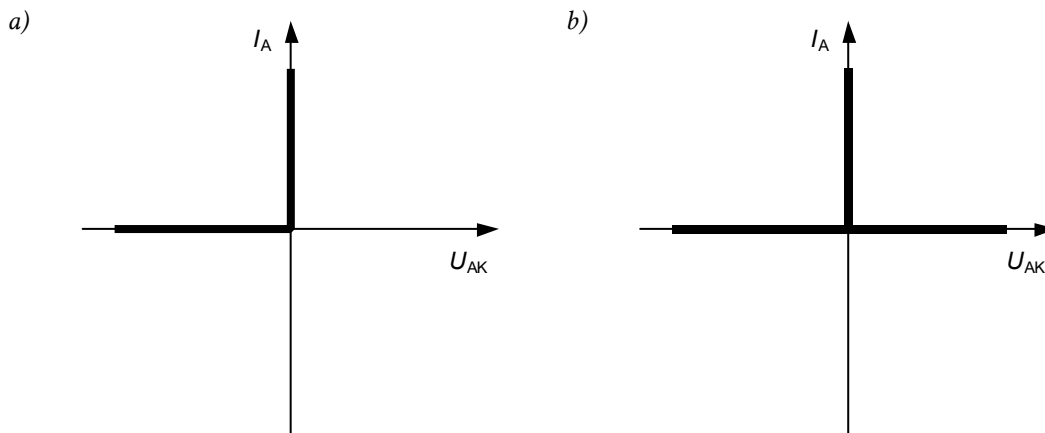
Przez strukturę MOS nie może płynąć stały prąd z powodu obecności izolatora. Wymagane jest natomiast dostarczenie ładunku – znacznego w przypadku przyrządów mocy – i utrzymanie go dzięki różnicy potencjałów między elektrodami. Dlatego mechanizm ten związany jest ze **sterowaniem napięciowo-ładunkowym**. Występuje np. w tranzystorze polowym MOS, tranzystorze bipolarnym z izolowaną bramką IGBT i tyrystorze sterowanym strukturą MOS – MCT.

#### 4.4.d. Kierunkowość obwodu głównego

Z zasady działania pojedynczego złącza półprzewodnikowego wynika, że jest ono zdolne do przewodzenia prądu, czyli zwierania obwodu, tylko dla jednej polaryzacji (kierunku) napięcia i prądu – zwanej **kierunkiem przewodzenia** (ang. *forward bias* 'polaryzacja w przód'). Podobnie, złącze jest zdolne do blokowania przepływu prądu, czyli rozwierania obwodu, tylko dla przeciwnej polaryzacji – zwanej **kierunkiem zaporowym** (ang. *reverse bias* 'polaryzacja wsteczna').

Wynika z tego, że najprostszy przyrząd półprzewodnikowy – dioda PN może pełnić rolę łącznika jedynie w ograniczonym zakresie. Łącznik ten może być otwarty jedynie przy określonej polaryzacji końcówek, a zamknięty – jedynie przy przeciwnej. Zniesienie tych ograniczeń wymaga większej liczby odpowiednio usytuowanych złącz. Pogarsza to inne właściwości przyrządu oraz zwiększa koszty, dlatego zwykle likwiduje się tylko te ograniczenia, które nie pozwalają na konkretne zastosowanie łącznika. W ogólnym przypadku przyrządy półprzewodnikowe mocy są więc **łącznikami ograniczonymi** (ang. *restricted switches*), tzn. których **zdolności zwierania i rozwierania obwodu są związane ze ściśle określonymi kierunkami napięcia i prądu głównego**.

Kierunkowość przyrządu przedstawia się schematycznie na płaszczyźnie obwodu głównego (charakterystyk wyjściowych) przyjmując, że łącznik jest idealny. Przypadek diody przedstawiono na rys. 7a. Natomiast rys. 7b przedstawia kierunkowość tyrystora konwencjonalnego. Posiada on zdolność przewodzenia w jednym kierunku (stan przewodzenia – kierunek ten nazywa się **kierunkiem przewodzenia**, ang. *conducting direction* lub *forward direction*) oraz nieprzewodzenia w dwóch kierunkach (stan blokowania w kierunku przewodzenia oraz stan zaworowy – w drugim kierunku, zwanym **kierunkiem nieprzewodzenia** lub **kierunkiem wstecznym**, ang. *non-conducting direction*, *reverse direction*; por. charakterystykę statyczną tyrystora konwencjonalnego omówioną w instrukcji 2).



Rys. 7. Schematyczne przedstawienie kierunkowości łącznika ograniczonego: a) dioda; b) tyrystor konwencjonalny

#### 4.4.e. Mechanizm przewodnictwa

Jak wiadomo, poprzez domieszkowanie półprzewodnika można spowodować, że koncentracja nośników jednego typu będzie kilka rzędów wielkości większa niż koncentracja nośników drugiego typu. Mówimy wówczas, że pierwsze z nich to **nośniki większościowe** (ang. *majority carriers*), zaś drugie – **nośniki mniejszościowe** (ang. *minority carriers*). W takiej sytuacji po przyłożeniu napięcia między dwa końce półprzewodnika, zacznie płynąć prąd, w którego przewodzeniu będą brały udział prawie wyłącznie nośniki większościowe, co określamy mianem **przewodnictwa unipolarnego** (ang. *unipolar conduction*).

Jeżeli jednak wytworzymy obok siebie dwie warstwy o różnych typach przewodnictwa i przyłożymy napięcie w kierunku przewodzenia (złącza), to przez obniżoną barierę potencjału będzie się odbywać wstrzykiwanie nośników: dziur z warstwy P do warstwy N i elektronów w drugą stronę. Przepływ prądu jest więc związany z ruchem nośników obu typów. W każdej z warstw w

przewodzeniu biorą udział zarówno rodzime nośniki większościowe, jak i wstrzyknięte mniejszościowe. Określamy to mianem **przewodnictwa bipolarnego** (ang. *bipolar conduction*).

Oba mechanizmy przewodnictwa zostaną dokładniej przeanalizowane w rozdziale 6.

Mechanizm przewodnictwa ma ogromny wpływ na działanie przyrządu we wszystkich stanach pracy. Jak to często ma miejsce w naukach technicznych, wpływ ten jest pod pewnymi względami pozytywny, zaś pod innymi – negatywny. Nie da się więc powiedzieć, które przyrządy są ogólnie „lepsze”. Można to stwierdzić dopiero w odniesieniu do konkretnej aplikacji, w której ma być użyty przyrząd.

#### 4.4.f. Stany i zakresy pracy

Do tej pory używaliśmy wyłącznie uniwersalnych terminów *stan załączenia* i *stan wyłączenia*, mogących odnosić się do łącznika dowolnego rodzaju (niekoniecznie elektronicznego). W konkretnym przypadku przyrządów półprzewodnikowych konieczne jest często bardziej precyzyjne określenie stanu pracy – za pomocą sformułowań mających jakieś odniesienie do fizycznych zjawisk zachodzących w strukturze półprzewodnikowej. Stan pracy konkretnego przyrządu może być również opisany na płaszczyźnie jego charakterystyk statycznych; mówimy wówczas najczęściej o **zakresie pracy** (ang. *operating region* lub *region of operation*).

Wypracowaną w tym celu terminologię zebrano w tab. 1, w której wyróżniono: terminy abstrakcyjne – odnoszące się do abstrakcyjnej idei łącznika; terminy obwodowe – zaczerpnięte z teorii obwodów elektrycznych; oraz terminy fizyczne – odnoszące się do fizycznych zjawisk w strukturach półprzewodnikowych. Niektóre z nich wymagać mogą nieco dłuższego wyjaśnienia.

1. **Stan przewodzenia** – odnosi się do faktu, że załączony przyrząd półprzewodnikowy przewodzi prąd. W przypadku tranzystorów można wyróżnić co najmniej 2 (a czasem 3) zakresy pracy w stanie przewodzenia. Jednak zgodnie z wymaganiem dążenia do parametrów łącznika idealnego (par. 4.1.b), w stanie przewodzenia rezystancja przyrządu półprzewodnikowego musi być niska. To wymaganie narzuca więc ściśle określony zakres pracy w stanie przewodzenia:
  - dla tranzystorów unipolarnych (MOSFET) – musi być to **zakres liniowy** (ang. *linear region*),
  - dla tranzystorów bipolarnych (BJT, IGBT) – musi być to **zakres nasycenia** (ang. *saturation region*), ewentualnie **zakres quasi-nasycenia** (o ile występuje).
2. W **zakresie aktywnym** (ang. *active region*; w przypadku tranzystora MOSFET zwanym również *zakresem nasycenia*, ang. *saturation region*) – w którym tranzystor również przewodzi prąd, jednak przy wysokim napięciu, tranzystor może się znajdować wyłącznie przejściowo – w **stanach przełączania**.
3. Przez **blokowanie** (również: *blokowanie napięcia*) rozumie się ogólnie fizyczne zjawisko wytrzymywania przez przyrząd przyłożonego do niego napięcia, tj. pozostawanie przez ten przyrząd w stanie wyłączenia (nieprzewodzenia), czyli bez przepływu prądu (blokowanie przepływu prądu). Komplikację do terminologii wprowadza kierunkowość rzeczywistego przyrządu półprzewodnikowego:
  - w języku polskim pojęcie **stan blokowania** odnosi się ściśle biorąc wyłącznie do kierunku przewodzenia,
  - natomiast jego odpowiednikiem oznacza blokowanie napięcia w kierunku nieprzewodzenia jest **stan zaworowy**,
  - zaś jeżeli nie chce się określać konkretnego kierunku lub chce się odnieść do obu kierunków łącznie, to należy używać pojęcia ogólnego **stan nieprzewodzenia**;
  - podczas gdy w języku angielskim pojęcie *blocking* jest ogólne, a rozróżnienie wprowadza odpowiednie z określeń *forward* lub *reverse*, niemniej norma nie zaleca stosowania tego terminu bez takiego

określenia, a jako termin ogólny podaje – analogicznie do polskiego – *non-conducting state*;

Tab. 1. Terminologia i oznaczenia stanów pracy przyrządów półprzewodnikowych mocy jako łączników zgodnie z normami IEC 60050 i IEC 60747 (za pomocą wcięć oznaczono określenia nadrzędne i podrzędne)

Terminy abstrakcyjne	Terminy obwodowe	Terminy fizyczne	Oznaczenia literowe
stany statyczne <i>static states</i>		stany statyczne <i>static states</i>	stat (s)
stan załączenia <i>on state</i> załączony <i>on</i> switched on	zwarcie <i>short circuit</i> zamknięty <i>closed</i>	stan przewodzenia <i>conducting state</i>	cond on <sup>1</sup>
		stan przewodzenia <i>forward conducting state</i>	f (fwd) <sup>2</sup> t <sup>3,4</sup>
		stan przewodzenia wstecznego <i>reverse conducting state</i>	rc (r) t <sup>3,4</sup>
(stan wyłączenia) <sup>5</sup> <i>(off state)</i> wyłączony <i>(off)</i>	rozwarcie <i>open circuit</i> otwarty <i>open</i>	stan nieprzewodzenia <i>non-conducting state</i> (bloking state)	b leak <sup>6</sup> off <sup>1</sup>
stan wyłączenia <i>off state</i> wyłączony <i>off</i>		stan blokowania <i>forward blocking state</i>	d <sup>7</sup> off <sup>1</sup>
		stan zaworowy <i>reverse blocking state</i>	r (rev) <sup>2</sup>
		stan przebiccia <i>breakdown state</i>	br
		stan przebiccia w stanie blokowania <i>forward breakdown state</i>	
		stan przebiccia w stanie zaworowym <i>reverse breakdown state</i>	
stany przełączania <i>switching states</i>		stany dynamiczne <i>dynamic states</i>	dyn (d) sw (s)
stan załączania <i>turn-on state</i>	załączanie <i>switching-on</i>		on t <sup>8</sup> gt <sup>8</sup>
		stan odzyskiwania zdolności przewodzenia <sup>9</sup> stan ustalania się stanu przewodzenia <i>forward recovery state</i>	fr
		stan przełączania <sup>8</sup> <i>breakover state</i>	bo
stan wyłączenia <i>turn-off state</i>	wyłączanie <i>switching off</i>		off q <sup>8</sup>
		stan odzyskiwania zdolności zaworowej <sup>8,9</sup> <i>reverse recovery state</i>	rr rq <sup>8</sup>
		stan odzyskiwania zdolności blokowania <sup>8</sup> <i>forward recovery state</i>	dr dq

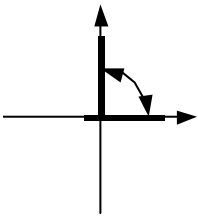
<sup>1</sup> Oznaczenia „on” i „off” mogą być używane, gdy nie ma ryzyka pomyłki ze stanami dynamicznymi – załączania i wyłączania, zazwyczaj gdy dany parametr nie ma do tych stanów zastosowania, np. do prądu, napięcia i rezystancji (które nie mają konkretnych wartości dla stanów dynamicznych), natomiast nigdy do czasu i energii (które posiadają wartości i są istotne zarówno dla stanów statycznych, jak i dla dynamicznych). <sup>2</sup> Oznaczenia „f” i „r” mogą też odnosić się do polaryzacji końcówek niezależnie od stanu łącznika (przewodzenia czy nieprzewodzenia). <sup>3</sup> Od ang. *triggered* – wyzwolony. <sup>4</sup> Zwyczajowo „f” i „rc” w odniesieniu do diod i innych przyrządów lub stanów niesterowalnych, „t” w odniesieniu do tyrystorów oraz jako symbol uniwersalny dla przyrządów sterowanych. <sup>5</sup> Zgodnie z normą, „stan wyłączenia” jest synonimem „stanu blokowania”, niemniej bywa używany jako synonim szerszego pojęcia „stanu nieprzewodzenia”. <sup>6</sup> Od ang. *leakage* – upływ, oznaczenie stosowane do prądu i mocy. <sup>7</sup> Od ang. *disconnected* – rozłączony. <sup>8</sup> W odniesieniu do tyrystorów. <sup>9</sup> W odniesieniu do diod.

Tab. 2. Klasyfikacja najczęściej stosowanych i produkowanych seryjnie przyrządów półprzewodnikowych mocy

Nazwa	Skrót	Końcówki	Mech. przewodzenia		Sterowalność			Wielkość sterująca			Mechanizm sterowania			Kierunkowość obwodu głównego i kontrolowanego przełączenia	
			unipolarny	bipolarny	niesterowalny	półsterowalny	sterowalny	prąd	napięcie	ładunek	złączowy	połowy z bramką złączową	połowy z bramką izolowaną		
<b>Diody</b>															
Dioda PIN <i>PIN Diode, PIN Rectifier</i>		A K		•	•										
Dioda Schottky'ego <i>Schottky Barrier Diode Schottky Barrier Rectifier</i>	SBD	A K	•		•										
Kombinowana dioda mocy <i>Merged Power Schottky Junction Barrier Schottky</i>	MPS	A K	• <sup>1</sup>	•	•										
<b>Tyrystory</b>															
Tyrystor konwencjonalny <i>Semiconductor Controlled Rectifier, Thyristor</i>	SCR	A K G		•		•				•	•				
Tyrystor asymetryczny <i>Asymmetric Semiconductor Controlled Rectifier</i>	ASCR	A K G		•		•				•	•				
Tyrystor wyłączalny <i>Gate Turn-Off Thyristor</i>	GTO	A K G		•			•			•	•				

Nazwa	Skrót	Końcówki	Mech. przewodzenia		Sterowalność			Wielkość sterująca			Mechanizm sterowania			Kierunkowość obwodu głównego i kontrolowanego przełączania
			unipolarny	bipolarny	niesterowalny	półsterowalny	sterowalny	prąd	napiecie	ładunek	złączowy	polowy z bramką złączową	polowy z bramką izolowaną	
Tyrystor sterowany strukturą MOS <i>MOS-Controlled Thyristor</i>	MCT	A K G		•		• <sup>2</sup>	• <sup>3</sup>		•	•			•	
Triak <i>Triac</i>	TRIAC	MT1 MT2 G		•		•				•	•			
Diak <i>Diac</i>	DIAC	T1 T2		•	•									
Tranzystory														
Tranzystor bipolarny złączowy <i>Bipolar Junction Transistor</i>	BJT	C E B		•			•	•				•		
Tranzystor polowy z izolowaną bramką <i>MOS Field-Effect Transistor</i>	MOSFET	D S G	•				•		•	•			•	
Superzłączowy tranzystor polowy <i>Superjunction Field-Effect Transistor</i>	SJFET	D S G	•				•		•	•		• <sup>3</sup>	•	
Tranzystor bipolarny z izolowaną bramką <i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>	IGBT (NPT-IGBT)	C E G	• <sup>4</sup>	•			•		•	•			•	



Nazwa	Skrót	Końcówki	Mech. przewodzenia		Sterowalność			Wielkość sterująca			Mechanizm sterowania			Kierunkowość obwodu głównego i kontrolowanego przełączania
			unipolarny	bipolarny	niesterowalny	półsterowalny	sterowalny	prąd	napięcie	ładunek	złączowy	polowy z bramką złączową	polowy z bramką izolowaną	
Asymetryczny tranzystor bipolarny z izolowaną bramką <i>Asymmetric IGBT</i>	IGBT (PT-IGBT)	C E G	• <sup>4</sup>	•			•		•	•			•	

<sup>1</sup> Tylko w części zakresu przewodzenia. <sup>2</sup> Zależnie od konstrukcji. <sup>3</sup> W stanie blokowania. <sup>4</sup> Tylko we fragmencie struktury; nie istnieje unipolarna ścieżka między końcówkami, a więc jako całość, przyrząd ten jest bipolarny.

- w obu językach norma jednoznacznie łączy pojęcie *stan wyłączenia (off state)* wyłącznie z kierunkiem przewodzenia przyrządów sterowalnych, aczkolwiek w praktyce termin ten bywa stosowany w znaczeniu ogólnym, tj. obejmuje również kierunek nieprzewodzenia i przyrządy niesterowalne.
4. **Stan blokowania** odpowiada zakresowi zwanemu **zakresem odcięcia** (ang. *cut-off region*), a dla przyrządów sterowanych polowo – również **zakresem podprogowym** (ang. *sub-threshold region*).
  5. Abstrakcyjny model łącznika nie uwzględnia również istnienia skończonej wytrzymałości napięciowej i prądowej łącznika. Przekroczenie wartości dopuszczalnych prowadzi do przebicia przyrządu, tzn. niepożądanego przejścia w stan przewodzenia. Zasadniczo, pod pewnymi warunkami, przyrząd może nadal pracować w przypadku wystąpienia tzw. przebicia lawinowego (które będzie jeszcze szczegółowo analizowane). Stan ten nazywa się więc **stanem przebicia lawinowego**, odpowiednio *w kierunku przewodzenia* lub *w kierunku wstecznym* (ang. *reverse/forward avalanche breakdown*). Drugi rodzaj przebicia – **przebiecie cieplne** (lub *drugie przebiecie*) niszczy przyrząd, dlatego nie jest ono rozważane jako stan pracy łącznika.

Należy zwrócić uwagę, że terminy polskie (jak często bywa, również w przypadku innych języków) nie są dosłownymi tłumaczeniami angielskich. Powstały one często jeszcze w epoce sprzed dominacji języka angielskiego i bliższe są terminologii niemieckiej i francuskiej.

Przywołując przyrządy analizowane w ćwiczeniu 2 można zauważyć, że nie każdy przyrząd półprzewodnikowy ma zdolność znalezienia się w każdym z istniejących ogólnie stanów pracy. Na przykład triak – jako przyrząd mogący przewodzić w obu kierunkach – nie posiada stanu zaworowego, za to posiada dwa stany blokowania. Z kolei zwróciliśmy już uwagę, że dioda może blokować napięcie tylko w kierunku wstecznym – nie posiada więc ściśle rozumianego stanu blokowania, a tylko stan zaworowy.

#### 4.4.g. Podsumowanie

Skrótowy przegląd wszystkich powszechnie stosowanych przyrządów półprzewodnikowych mocy można znaleźć w dostępnej literaturze [2]. W niniejszej instrukcji element ten zostanie więc pominięty. Ograniczymy się do podania tab. 2, która syntetycznie pokazuje, do których klas zaliczają się poszczególne przyrządy.

W ostatniej kolumnie przedstawiono kierunkowość przyrządu, przy czym krótsza linia odpowiadająca stanowi zaworowemu oznacza dużo mniejszą wytrzymałość napięciową w tym

kierunku. Dla przyrządów sterowalnych strzałką oznaczono możliwość kontrolowanego przełączenia.

## 4.5. Parametry przyrządów półprzewodnikowych mocy

### 4.5.a. Informacje katalogowe

Przyrządy półprzewodnikowe można charakteryzować za pomocą parametrów i zależności (ogólnie rzecz biorąc – danych) dwojakiego rodzaju:

- 1° **danych fizycznych** – odnoszących się do wewnętrznej struktury przyrządu (np. rozmiary warstw, domieszkowanie warstw, ruchliwość nośników, czas życia nośników) i opisujących występujące wewnątrz struktury zjawiska fizyczne;
- 2° **danych technicznych** – odnoszących się do przebiegów wielkości elektrycznych (prądu, napięcia, ładunku) i niektórych innych (np. temperatury) obserwowanych na zewnątrz obudowy.

Dane pierwszego rodzaju (można je nazwać *mikroskopowymi*) są oczywiście niezbędne dla projektantów samych przyrządów, jak również pomocne w opracowywaniu modeli przyrządów (np. w celu umożliwienia symulacji komputerowej). We wszystkich innych przypadkach – z których zasadniczym jest projektowanie układów elektronicznych – dla inżyniera przydatne są wyłącznie dane drugiego rodzaju (można je nazwać *makroskopowymi*).

Dane techniczne są wyznaczane przez producentów i udostępniane (zwykle nie wszystkie) publicznie. Niegdyś w tym celu co roku drukowane były grube książki – katalogi, w których każdemu przyrządowi (niekiedy kilku przyrządom różniącym się jednym-dwoma parametrami) odpowiadała typowo jedna kartka. Obecnie dane te są publikowane w postaci dokumentów elektronicznych dostępnych w internecie lub na płytach kompaktowych. Nadal używa się jednak tradycyjnych nazw:

- **karta katalogowa** (ang. *data sheet*) – to dokument elektroniczny zawierający upublicznione dane techniczne konkretnego przyrządu (lub grupy przyrządów);
- **dane (parametry, charakterystyki) katalogowe** (ang. *data sheet parameters, data sheet characteristics*) – to po prostu te, które zostały upublicznione przez producenta przyrządu.

Dokumenty elektroniczne zlikwidowały problem fizycznej objętości katalogów, co umożliwiło publikację dużo większej ilości danych. Karty katalogowe zawierają więc dzisiaj zwykle więcej niż 2 strony.

Dane fizyczne przyrządów półprzewodnikowych nie są publikowane. Stanowią one z reguły tajemnicę pilnie strzeżoną przed rynkową konkurencją.

### 4.5.b. Rodzaje parametrów technicznych

Dane techniczne przyrządów półprzewodnikowych można podzielić na dwie grupy. **Każda z nich ma inne znaczenie dla inżyniera** – nie pamiętając o tym narażamy się na niebezpieczeństwo błędnej interpretacji podanych w karcie katalogowej liczb.

1. **Dane znamionowe** (ang. *ratings*) zawierają **wartości znamionowe** (ang. *rated values*), czyli **wartości graniczne** (ang. *limiting values*) warunków użytkowania przyrządu. Są to minimalne lub maksymalne (w zależności od wchodzącego w grę zjawiska fizycznego) **wartości dopuszczalne** (ang. *admissible values*), tj. których przekroczenie grozi uszkodzeniem przyrządu.
2. **Charakterystyki** (ang. *characteristics*) – to wartości wybranych wielkości fizycznych, które charakteryzują działanie przyrządu. Słowo „charakterystyki” należy tu rozumieć w sensie szerokim, tj. jakichkolwiek cech charakterystycznych opisujących dany przyrząd. Mogą się w nich zawierać (i zazwyczaj zawierają się) charakterystyki w sensie węższym, tj. zależności między parametrami (wielkościami fizycznymi) przyrządu, lub w sensie jeszcze węższym – wykresy takich zależności.

Należy mieć również świadomość, że zarówno dane znamionowe, jak i charakterystyki obowiązują w określonych **warunkach pracy** (ang. *operating conditions*) przyrządu – tj. przy określonych wartościach wszelkich parametrów zewnętrznych mogących wpłynąć na działanie tego przyrządu. Składają się na nie:

- 1° **warunki środowiskowe** (lub *warunki otoczenia*, ang. *ambient conditions*) – do których zaliczamy parametry takie jak temperatura czy wilgotność powietrza, a także np. charakteryzujące drogę wymiany ciepła między przyrządem a powietrzem;
- 2° wielkości opisujące obwód elektryczny – takie jak wartość przyłożonego napięcia lub wymuszonego prądu, czy też parametry opisujące ich przebiegi czasowe.

Parametry powinny być wyznaczone zgodnie z obowiązującymi normami. W Europie podstawowymi normami podającymi definicje oraz sposób wyznaczania i formę podawania poszczególnych parametrów przyrządów półprzewodnikowych są normy IEC 60134 i IEC 60747 (lub IEC 60748 w przypadku układów scalonych). Typowo dane techniczne przyrządów półprzewodnikowych grupowane są w kartach katalogowych następująco (począwszy od punktu 2 kolejność może być odmienna):

- 1) **wartości graniczne** (ang. *limiting values*) określane też jako **bezwzględnie maksymalne wartości znamionowe** (ang. *absolute maximum ratings*) – wartości znamionowe napięć, prądów, mocy i temperatur, ale także parametrów mechanicznych, jak np. moment skręcający śruby mocujące;
- 2) **charakterystyki elektryczne** (ang. *electrical characteristics*) lub **specyfikacje elektryczne** (ang. *electrical specifications*) – charakterystyki liczbowe opisujące przyrząd z punktu widzenia obwodów elektrycznych, takie jak napięcia, prądy, parametry opisujące ich przebiegi czasowe, rezystancje, pojemności itp.;
- 3) **charakterystyki cieplne** (ang. *thermal characteristics*) – charakterystyki liczbowe opisujące przyrząd z punktu widzenia przewodzenia ciepła, najczęściej obejmujące wyłącznie rezystancje cieplne (ewentualnie, w przypadku dokładniejszego opisu, także pojemności cieplne);
- 4) **dane graficzne** (ang. *graphical data*) – graficzne przedstawienia charakterystyk, najczęściej wykresy ich zależności od warunków pracy, ale także schematy układów pomiarowych, definicje parametrów itp.;
- 5) **dane mechaniczne** (ang. *mechanical data*) – opisują mechaniczną budowę przyrządu, przede wszystkim kształt obudowy, jej wymiary i układ wyprowadzeń, a także sposób montażu.

W przypadku wartości znamionowych i charakterystyk podaje się także **warunki pomiaru** (ang. *measurement conditions*), czyli warunki, w których zostały one uzyskane, lub **warunki pracy**, w których obowiązują. Dopiero wartości parametrów przyrządu wraz z warunkami pracy stanowią kompletne dane techniczne.

#### 4.5.c. Dane znamionowe

Podstawowe dane znamionowe przyrządów półprzewodnikowych mocy wymieniono poniżej. Uwzględniono wyłącznie parametry uniwersalne, mające zastosowanie do przyrządu dowolnego rodzaju – oczywiście biorąc pod uwagę, że dla pewnych przyrządów niektóre z nich mogą nie mieć sensu (np. odnoszące się do końcówki sterującej nie mają sensu dla przyrządów niesterowalnych). Dokładne nazwy parametrów mogą się różnić w zależności od producenta, jednak zawsze są jednoznaczne.

1. **Prąd przewodzenia** (ang. *on-state current*) – to maksymalna wartość prądu, który może przepływać przez diodę ciągle nie doprowadzając do przekroczenia bezpiecznej temperatury struktury półprzewodnikowej. Wyraz „ciągle” nie musi oznaczać „bez przerwy” – byłoby to bowiem sprzeczne z ideą układów przełączanych. Niekiedy (kwestia jest zawsze sprecyzowana w karcie

katalogowej) należy przez to rozumieć powtarzalność przepływu prądu w każdym okresie pracy układu.

Wartość ta jest zawsze ściśle związana z konkretną temperaturą zewnętrzną i warunkami chłodzenia (zagadnienie to będzie przedmiotem dokładniejszej analizy w ćwiczeniu 6). W zależności od typowych aplikacji przyrządu, może być to wartość skuteczna, średnia lub amplituda. Może się także odnosić do ściśle określonego, typowego kształtu lub częstotliwości prądu.

2. **Powtarzalne szczytowe napięcie blokowania** (ang. *repetitive peak blocking voltage*) – to maksymalna wartość napięcia, jakie może przez dowolnie krótki i dowolnie długi czas występować na przyrządzie w stanie blokowania nie doprowadzając do przejścia w stan przewodzenia lub przebicia (zależnie od działania konkretnego przyrządu). Jest to wartość jednoznacznie szczytowa.
3. **Powtarzalne szczytowe napięcie wsteczne** (ang. *repetitive peak reverse voltage*) – to maksymalna wartość napięcia, jakie może przez dowolnie krótki i dowolnie długi czas występować na przyrządzie w stanie zaworowym nie doprowadzając do przejścia w stan przebicia. Jest to wartość jednoznacznie szczytowa.
4. **Niepowtarzalny szczytowy prąd przewodzenia** (ang. *non-repetitive forward surge current*) – to maksymalna wartość prądu, jaka chwilowo może wystąpić w stanie przewodzenia nie doprowadzając do przekroczenia bezpiecznej temperatury struktury półprzewodnikowej i maksymalnej gęstości wydzielanej mocy. Przez *niepowtarzalny* rozumie się taki, który nie powtórzy się, dopóki nie ustąpią ciepłe skutki poprzedniego wystąpienia. Wartość ta obowiązuje dla określonego czasu trwania przeciążenia.
5. **Moc rozpraszana** (ang. *power dissipation*) – to maksymalna moc czynna, jaka może być wydzielana w przyrządzie w sposób ciągły nie doprowadzając do przekroczenia bezpiecznej temperatury struktury półprzewodnikowej. Tak jak prąd maksymalny, jest ona zawsze ściśle związana z konkretną temperaturą zewnętrzną i warunkami chłodzenia.
6. **Temperatura złącza** (ang. *junction temperature*) – to maksymalna temperatura wewnątrz struktury, po przekroczeniu której następuje trwałe uszkodzenie przyrządu. Wyraz „złącze” należy traktować umownie w sensie wnętrza struktury. Jest on – jako jedyny – niezależny od temperatury otoczenia i warunków chłodzenia.

Pierwsze dwa parametry, wraz z odnośnymi warunkami pracy, stanowią **podstawowe dane znamionowe** każdego przyrządu półprzewodnikowego mocy. Są one podawane na pierwszym miejscu i stanowią podstawę wstępnego doboru elementu do układu.

Europejskie normy (w tym wymienione wcześniej oraz EN 60027) ściśle określają oznaczenia parametrów technicznych. Jednakże producenci amerykańscy i dalekowschodni, a nawet niektórzy europejscy, stosują swoje własne, nieujednolicone systemy oznaczeń, różniące się dodatkowo w zależności od typu przyrządu. Podanie kompletnej listy tych oznaczeń nie byłoby więc możliwe ani nie jest potrzebne, gdyż z reguły są one zrozumiałe i zawsze uzupełnione o pełną słowną nazwę parametru.

Wyżej przedstawione parametry odnoszą się do obwodu głównego. Dla przyrządów sterowalnych (w pełni lub połowicznie) definiuje się parametry analogiczne do 1–5 dla obwodu sterowania. Szósty parametr – temperatura złącza – jest uniwersalny i odnosi się do sumarycznych skutków działania obwodu głównego i obwodu sterowania.

Skorzystanie z danych znamionowych wymaga znajomości (czy też przewidzenia) **warunków użytkowania** (ang. *conditions of use*) – tj. warunków pracy, które panują (czy też będą panować) w konkretnym układzie pracy rozważanego przyrządu. Porównanie wartości znamionowych z wartościami tych samych wielkości fizycznych, ale wyrażającymi warunki użytkowania, daje odpowiedź na pytanie, czy w rozważanym układzie przyrząd będzie pracował bezpiecznie. W ten sposób dokonuje się podstawowego doboru odpowiedniego przyrządu do konkretnego układu pracy.

#### 4.5.d. Charakterystyki elektryczne

Dane te mogą być podane w postaci jednej liczby (w ściśle określonych – zwykle typowych lub granicznych – warunkach pracy), kilku liczb (dla kilku typowych warunków pracy) lub wykresu (zależności od warunków pracy).

Wytwarzane przyrządy półprzewodnikowe cechują się pewnym rozrzutem parametrów. Z tego powodu parametry charakterystyczne (nie tylko z grupy elektrycznych) są często podawane w postaci trzech liczb:

- **wartość minimalna** (ang. *minimum value*, w skrócie *min*) i **wartość maksymalna** (ang. *maximum value*, w skrócie *max*) określają gwarantowany przez producenta zakres wartości – dla żadnego przyrządu wartość danego parametru nie będzie mniejsza od minimalnej ani większa od maksymalnej;
- **wartość typowa** (ang. *typical value*, w skrócie *typ*) to zazwyczaj wartość średnia lub o największym prawdopodobieństwie wystąpienia (wartość modalna), która pozwala zorientować się, wokół jakiej wartości oscylują parametry większości egzemplarzy przyrządu.

W projektowaniu układów znajdują zastosowanie wszystkie trzy wartości. **Wybór jednej z nich nie jest dowolny.** Zależy on od konkretnego cząstkowego problemu projektowego, który musi w danej chwili rozwiązać inżynier. Przykładowo odwołajmy się do tyrystora, którego właściwości i parametry są opisane w instrukcji 2, i rozważmy przełączające napięcie bramki  $U_{GT}$ :

- 1° jeżeli zależy nam na pewnym załączeniu za pomocą impulsu napięcia – należy wziąć pod uwagę wartość maksymalną  $U_{GT(max)}$ , gdyż generowany impuls powinien mieć amplitudę wystarczającą do załączenia każdego przyrządu, nawet gdyby jego napięcie przełączające było tak wysokie jak  $U_{GT(max)}$ ;
- 2° jeżeli zależy nam, aby tyrystor nie został załączony niepożądanie – należy wziąć pod uwagę wartość minimalną  $U_{GT(min)}$ , gdyż spoczynkowe napięcie źródła sterującego oraz ewentualne przypadkowe szpilki nie powinny osiągać amplitudy mogącej załączyć dowolny przyrząd, nawet gdyby jego napięcie przełączające było tak niskie jak  $U_{GT(min)}$ ;
- 3° do ogólnej symulacji układu, bez precyzowania, które zjawisko jest dla nas najistotniejsze – należy użyć wartości typowej  $U_{GT(typ)}$ , gdyż wówczas wyniki będą w zbliżonym stopniu wiarygodne pod względem każdego możliwego zjawiska.

Należy zwrócić uwagę na **zasadniczą różnicę w znaczeniu dwóch wartości maksymalnych**: maksymalnej dopuszczalnej (granicznej) oraz maksymalnej opisującej rozrzut. Wartości tych nie należy mylić, gdyż mają zupełnie inne znaczenie i zastosowanie:

- wartość **maksymalna dopuszczalna** to dana *znamionowa*, która ostrzega, jakiej wartości nie wolno przekroczyć podczas użytkowania przyrządu w układzie, gdyż grozi to uszkodzeniem tego przyrządu;
- wartość **maksymalna opisująca rozrzut** informuje natomiast, jaką największą wartość (na określonym wysokim poziomie ufności) może przyjąć określona *charakterystyka* dla dowolnie wylosowanego egzemplarza przyrządu.

W drugim przypadku nieprzekroczenie wartości maksymalnej gwarantuje producent elementu, natomiast w pierwszym – zapewnić musi projektant układu.

W ramach charakterystycznych parametrów elektrycznych – jak sama nazwa wskazuje – podaje się wielkości charakterystyczne dla danego rodzaju przyrządu. Nie jest więc możliwe wymienienie wszystkich możliwych parametrów. Można natomiast wymienić właściwości, które najczęściej są opisywane za ich pomocą:

- 1) **idealność stanu załączenia** łącznika (niska rezystancja) – określana przez rezystancję statyczną, dynamiczną (różniczkową), napięcie bezwzględne lub napięcie progowe;
- 2) **idealność stanu blokowania i stanu zaworowego** łącznika (mały prąd upływu) – określana zwykle przez sam prąd upływu;

- 3) **idealność stanów przełączania** łącznika (krótki czas przełączania) – określana za pomocą czasu załączania, czasu wyłączenia, innych parametrów czasowych charakterystycznych dla konkretnego przyrządu, a także za pomocą energii wydzielanej lub ładunku przepływającego podczas załączania i podczas wyłączenia;
- 4) **idealność sterowania** (niska energia) i **progi przełączania** (których przekroczenie jest niezbędne do załączenia i do wyłączenia łącznika) – wyrażone poprzez prąd, napięcie lub ładunek, w zależności od wielkości sterującej i mechanizmu sterowania.

#### 4.5.e. Współczesne osiągi przyrządów półprzewodnikowych mocy

Na koniec pokażemy, jak przedstawiają się liczbowo parametry współczesnych przyrządów półprzewodnikowych mocy. Rozważymy wyłącznie elementy produkowane seryjnie. Przyrządy, nad którymi trwają badania w laboratoriach naukowych producentów, uniwersytetów i niezależnych instytutów, posiadają zwykle parametry o rząd wielkości lepsze. Pod uwagę weźmiemy:

- wytrzymałość napięciową, tj. znamionowe dopuszczalne powtarzalne napięcie blokowania;
- wytrzymałość prądową, tj. znamionowy dopuszczalny skuteczny lub stały prąd przewodzenia;
- maksymalną częstotliwość przełączania – podaną jawnie przez producenta lub oszacowaną na podstawie podanych czasów przełączania (założono, że dla efektywnego działania przyrządu, całkowity czas przełączania musi być co najmniej o rząd wielkości mniejszy od okresu przełączania);
- rezystancję w stanie przewodzenia (dla prądu rzędu prądu znamionowego);
- rezystancję w stanie blokowania lub zaworowym (dla napięcia rzędu napięcia znamionowego).

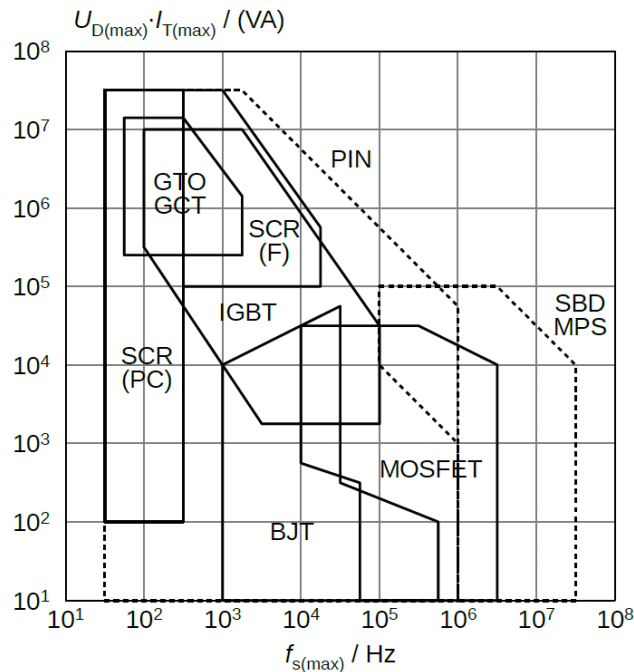
Najlepsze uzyskiwane obecnie wartości powyższych parametrów zebrano w tab. 3. Należy zwrócić uwagę, że każdy z parametrów jest tu rozważany niezależnie od innych. Nie istnieje przyrząd, którego wszystkie parametry posiadałyby jednocześnie wartości najlepsze podane w tabeli.

Tab. 3. Orientacyjne najlepsze wartości parametrów współcześnie produkowanych seryjnie przyrządów półprzewodnikowych mocy (według stanu na rok 2013). Uwaga: poszczególne parametry rozważane są osobno – nie istnieje przyrząd o najlepszych wartościach wszystkich parametrów jednocześnie.

Parametr	Diody				Tyrystory			Tranzystory		
	PIN (PC)	PIN (F)	PIN (UF)	SBD MPS	SCR (PC)	SCR (F) GTO GCT	BJT	MOSFET SJFET	IGBT	
$U_D$	max	9 kV	4,5 kV	1200 V	200 V (Si) 1200 V (SiC)	12 kV	6,5 kV	1200 V	900 V (4,5 kV)	6,5 kV
$I_T$	max	14 kA	3 kA	150 A	300 A (Si) 50 A (SiC)	7,6 kA	2,5 kA	80 A	300 A	3,6 kA
$R_{on}/U_D$	min	0,04 mΩ/kV	0,15 mΩ/kV	12 mΩ/kV	15 mΩ/kV	0,06 mΩ/kV	0,1 mΩ/kV	50 mΩ/kV	100 (20) mΩ/kV	0,3 mΩ/kV
$R_{off}$	max	60 kΩ (8 MΩ)	300 kΩ (40 MΩ)	100 kΩ (10 MΩ)	70 MΩ	70 kΩ (800 kΩ)	15 kΩ	500 MΩ	200 MΩ	25 MΩ
$f_s$	max	1 kHz	10 kHz (100 kHz)	1 MHz (10 MHz)	100 MHz	1 kHz	35 kHz SCR 2,5 kHz GTO 300 Hz GCT	10 kHz (500 kHz)	2 MHz	100 kHz
$t_{on}$	min		100 ns	20 ns		2 μs	7,5 μs 0,8 μs SCR	0,5 μs (30 ns)	10 ns	20 ns
$t_{off}$	min	30 μs	200 ns	30 ns	9 ns	50 μs	6 μs	3 μs (300 ns)	10 ns	150 ns

PC – przyrządy częstotliwości sieciowej (ang. *phase control*). F – przyrządy szybkie (ang. *fast*). UF – przyrządy ultraszybkie (ang. *ultrafast*). Wartości w nawiasach dotyczą przyrządów najmniejszej mocy (tj. zwykle o najmniejszym prądzie znamionowym) w przypadku szczególnie dużych rozbieżności.

Na rys. 8 przedstawiono natomiast w formie graficznej granice, w jakich zawierają się najważniejsze z parametrów. Obszary odpowiadające poszczególnym typom przyrządów zaznaczono na płaszczyźnie moc-częstotliwość. Przez moc rozumiemy tu *umowną maksymalną moc przetwarzaną*, wyrażającą się iloczynem prądu znamionowego i napięcia znamionowego. Natomiast częstotliwość oznacza *maksymalną częstotliwość przełączania*. Wielkość ta jest także umowna. W tym przypadku określono ją jako taką, przy której moc strat dynamicznych zrównuje się z mocą strat statycznych, co często uznaje się za granicę efektywnego wykorzystania przyrządu jako łącznika. Rysunek pokazuje, iż moc i częstotliwość łączy wyraźna współzależność – przyrządy o najwyższej mocy nie osiągają najwyższych częstotliwości przełączania i *vice versa*.



Rys. 8. Parametry produkowanych współcześnie przyrządów półprzewodnikowych mocy przedstawione na płaszczyźnie: umowna moc przetwarzana – umowna maksymalna częstotliwość przełączania



## 5. Przyrządy półprzewodnikowe mocy w stanie nieprzewodzenia

---

### 5.1. Podstawy fizyczne blokowania napięcia

#### 5.1.a. Zasada konstrukcji i analizy przyrządów wysokonapięciowych

Przyrządy półprzewodnikowe mocy często pracują w układach, w których napięcia osiągają znaczne wartości – od kilkuset woltów do dziesiątek kilowoltów. Aby blokowanie takich napięć na przyrządach stało się możliwe, konieczne było opracowanie specjalnych struktur półprzewodnikowych. Ich nieodłącznym, wspólnym elementem jest **słabo domieszkowana warstwa o dużych wymiarach geometrycznych**. Kluczowa rola tej warstwy dla stanu nieprzewodzenia i przewodzenia będzie przedmiotem analizy w ćwiczeniu 1.

W analizie ograniczymy się do **przybliżenia jednowymiarowego**, tzn. założymy, że wszystkie zjawiska fizyczne zachodzą wzdłuż jednej linii, poprowadzonej między elektrodami obwodu głównego. Przybliżenie to wystarczy do zrozumienia podstaw działania przyrządów. Będziemy więc na przykład uznawać, że pole elektryczne jest takie samo w każdym punkcie przekroju przyrządu (prostopadłego do wybranej linii) oraz że gęstość prądu jest taka sama w każdym punkcie tego przekroju.

Wprowadzimy również szereg innych uproszczeń, które są uprawnione w dziedzinie wysokonapięciowych przyrządów półprzewodnikowych mocy, a znacznie ułatwią analizę zjawisk fizycznych. Należy jednak pamiętać, że w przyrządach sygnałowych niektóre mechanizmy, które my uznajemy za trzeciorzędne, odgrywać mogą znaczącą rolę.

Nawet w przypadku przyrządów półprzewodnikowych mocy uwzględnienie drugiego i trzeciego wymiaru jest czasem niezbędne. Dotyczy to głównie zagadnienia projektowania niezawodnych przyrządów. **Wielowymiarowość zjawisk fizycznych** ma znaczenie zarówno

- 1° w stanie blokowania napięcia – który charakteryzuje się np. odmiennym rozkładem pola elektrycznego przy powierzchni półprzewodnika, co może doprowadzić do szybszego przebiecia lawinowego, jak i
- 2° w stanie przewodzenia – który charakteryzuje się nierównomiernością rozplywu prądu w przyrządzie, co może doprowadzić do niestabilności i przebiecia cieplnego.

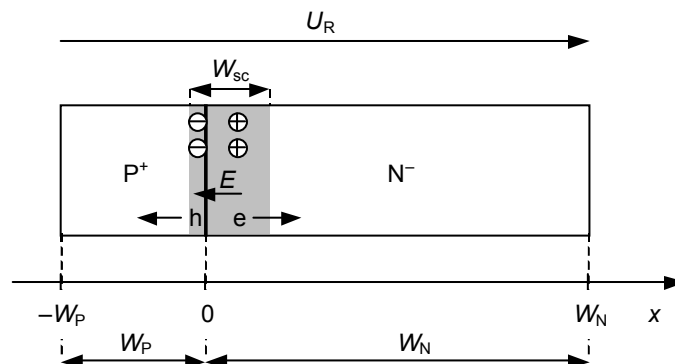
Analiza wielowymiarowa prowadzi do rzeczywistych konstrukcji przyrządów, w których istotne są np. odpowiednie rozmieszczenie warstw i elektrod w płaszczyźnie równoległej do umownej linii obwodu głównego czy też odpowiednie wykończenie powierzchni bocznych struktury półprzewodnikowej. Więcej informacji na ten temat można bez problemu znaleźć w literaturze.

Bez analizy dwuwymiarowej nie jest również możliwe zrozumienie zasady niektórych bardziej zaawansowanych przyrządów, jak np. dioda o zredukowanym polu powierzchniowym (RESURF) czy superzłączkowy tranzystor polowy (SJFET).

### 5.1.b. Obszar ładunku przestrzennego asymetrycznego złącza PN

Rozważmy złącze półprzewodnikowe utworzone na styku warstw półprzewodnikowych: N o pewnym rozmiarze  $W_N$  i P o pewnym wymiarze  $W_P$  (rys. 9). Przyjmijmy, że możliwe jest spolaryzowanie tych warstw za pośrednictwem umownych elektrod umieszczonych na dwóch końcach struktury (w ogólności mogą one reprezentować równie dobrze sąsiednie warstwy półprzewodnikowe). Załóżmy, że złącze to jest skokowe, a domieszkowanie obu warstw jednorodne (tj. o stałej koncentracji domieszek). Oznaczmy oś równoległą do linii łączącej elektrody jako  $x$  i pamiętajmy, że wpływ innych wymiarów zaniedbujemy.

Założmy dodatkowo, że poziom domieszkowania warstwy N  $N_D$  jest dużo niższy (kilka rzędów wielkości) niż warstwy P  $N_A$ . Mówimy w takim przypadku o **złączu asymetrycznym**. Znacząco różna koncentracja domieszek po dwóch stronach złącza jest typowa dla przyrządów wysokonapięciowych. Przyczyna tego faktu powinna stać się niedługo zrozumiała.



Rys. 9. Rozważana struktura ze złączem PN przy polaryzacji wstecznej

Na granicy warstw o różnym typie przewodnictwa (P–N) samoczynnie tworzy się **obszar zubożony**, tzn. taki, w którym istnieje mniej swobodnych nośników niż atomów domieszek. Mechanizm tego zjawiska zostanie wyjaśniony w par. 6.2. W tym miejscu ograniczymy się wyłącznie do analizy skutków.

Atomy domieszek pozbawione pary w postaci swobodnego nośnika wnoszą pewien nieskompensowany ładunek – dodatni w przypadku domieszek donorowych pozbawionych elektronu, ujemny w przypadku domieszek akceptorowych pozbawionych dziury. Ładunek ten nosi nazwę **ładunku przestrzennego** (ang. *space charge*). Związane jest z nim pole elektryczne o pewnym natężeniu  $E$ , tak skierowane, że wymiata ładunki generowane w obszarze złącza: dziury w lewo – w głąb warstwy P, zaś elektrony w prawo – w głąb warstwy N.

Pole elektryczne może być osłabione przez przyłożenie zewnętrznego napięcia dodatniego (warstwa P w stosunku do warstwy N). Wówczas obszar zubożony kurczy się, co pozwala to na ruch nośników przez złącze, które wchodzi w stan przewodzenia. Mówimy więc w tym przypadku o **polaryzacji w kierunku przewodzenia** (ang. *forward bias*).

Z drugiej strony, wbudowane pole elektryczne może być wzmocnione przez przyłożenie zewnętrznego napięcia ujemnego (potencjał warstwy P niższy od potencjału warstwy N). Polaryzację taką nazywamy **polaryzacją w kierunku zaporowym** (ang. *reverse bias*). Zwróćmy uwagę, że przy polaryzacji zaporowej kierunek napięcia jest taki, że elektrony (nośniki ujemne) są przyciągane w prawo – do wyższego potencjału, zaś dziury (nośniki dodatnie) są przyciągane w lewo – do niższego potencjału. Oba typy nośników są więc tym usilniej usuwane z dala od złącza w głąb warstwy o danym typie przewodnictwa.

W uproszczeniu przyjmuje się, że bezpośrednio przy złączu istnieje pewien obszar zajęty wyłącznie przez zjonizowane (obdarzone nieskompensowanym ładunkiem w wyniku nadmiaru elektronu lub braku elektronu, czyli nadmiaru dziury) atomy; oraz że wszystkie zjonizowane atomy znajdują się w tym właśnie obszarze o pewnej szerokości  $W_{sc}$  (szary obszar na rys. 9). Nazywamy go **obszarem ładunku przestrzennego** (ang. *space charge region*). Zgodnie z założeniem, swobodne nośniki są w nim w ogóle nieobecne. Każda para dziura–elektron powstała w wyniku generacji termicznej jest natychmiast usuwana przez pole elektryczne (w przeciwnych kierunkach).

Polaryzacja zaporowa złącza jest kluczowa dla pracy przyrządu półprzewodnikowego w stanie wyłączenia. Od własności konkretnej struktury zależy, jak duże napięcie można odłożyć na złączu (tj. na obszarze ładunku przestrzennego), aby złącze to wciąż jeszcze blokowało przepływ nośników.

### 5.1.c. Prawo Poissona

Jest oczywiste, że obecność napięcia (różnicy potencjałów) między warstwami P i N powoduje powstanie pola elektrycznego. Mówi o tym definicja **potencjału**, która w naszym, jednowymiarowym przypadku wyraża się zależnością

$$-\frac{dV}{dx} = E \quad (5.1)$$

gdzie  $E$  jest natężeniem pola elektrycznego w danym punkcie, zaś  $V$  – potencjałem w danym punkcie. Wyznamy teraz, jak dokładnie rozkłada się to pole w rozważanej strukturze przy polaryzacji zaporowej (wstecznej) złącza.

Natężenie pola elektrycznego opisywane jest **prawem Poissona** – w wersji jednowymiarowej ma ono postać:

$$-\frac{d^2V}{dx^2} = \frac{dE}{dx} = -\frac{\rho}{\epsilon} \quad (5.2)$$

gdzie  $\epsilon$  jest przenikalnością elektryczną materiału półprzewodnikowego, zaś  $\rho$  – gęstością objętościową ładunku (mówi ona, jaki ładunek zgromadzony jest w jednostce objętości).

W przypadku złącza PN ładunek zgromadzony jest jedynie w obszarze ładunku przestrzennego, gdzie występują zjonizowane atomy domieszek. W pozostałych obszarach warstw P i N występuje stan równowagi, co oznacza tyle samo nośników, co atomów domieszek. Mamy więc do czynienia z wzajemną kompensacją ładunku domieszek i swobodnych nośników – w warstwie N:

$$\rho = e(N_D - n) = e \cdot 0 = 0 \quad (5.3)$$

gdzie  $e$  jest ładunkiem elementarnym (ładunkiem elektronu); w warstwie P:

$$\rho = e(p - N_A) = e \cdot 0 = 0 \quad (5.4)$$

Dlatego, zgodnie z prawem Poissona, **niezerowe natężenie pola elektrycznego występuje jedynie w obszarze ładunku przestrzennego**. Z występowaniem tego niezerowego natężenia pola związane jest napięcie wynikające z zależności (5.1), którą można zapisać w postaci całkowitej (5.14).

### 5.1.d. Rozkład natężenia pola elektrycznego

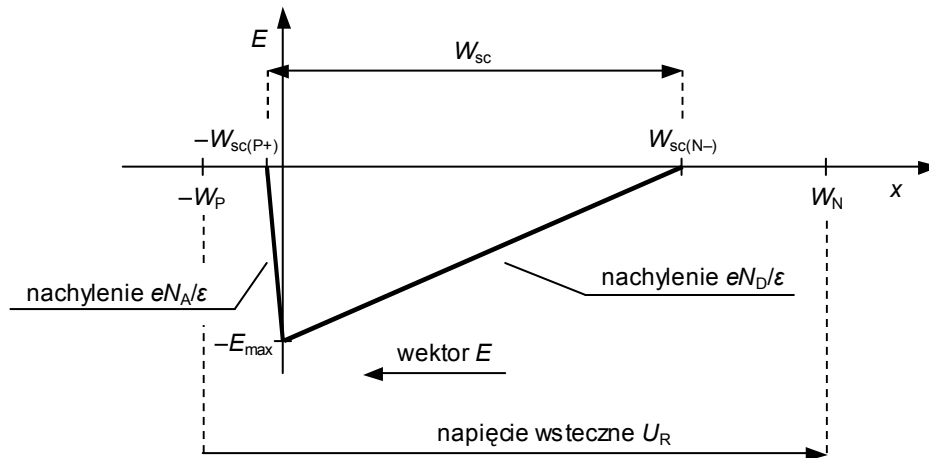
Rozważmy na początek prawą stronę złącza PN. W obszarze występowania pola elektrycznego istnieje wyłącznie ładunek przestrzenny zjonizowanych domieszek donorowych. W jednostce objętości znajduje się  $N_D$  atomów domieszek, zaś ładunek każdego z nich wynosi  $+e$ . A więc

$$\rho = eN_D \quad (5.5)$$

$$-\frac{d^2V}{dx^2} = \frac{dE}{dx} = \frac{eN_D}{\epsilon} \quad (5.6)$$

**Natężenie pola elektrycznego w warstwie N narasta więc liniowo wzdłuż osi  $x$**  (dodatnia pochodna). Zgodnie z definicją, **wektor natężenia pola jest skierowany tak, jak siła działająca na dodatni ładunek** – a więc do bieguna ujemnego, czyli przeciwnie do napięcia. Skoro wektor jest skierowany przeciwnie do osi  $x$ , to wartości  $E(x)$  będą ujemne. Wynika z tego, że równanie (5.6)

opisuje wzrost od pewnej wartości ujemnej (na złączu,  $x = 0$ ) do zera (na granicy obszaru ładunku przestrzennego  $x = W_{sc(N-)}$ ). Zobrazowano to na rys. 10.



Rys. 10. Pole elektryczne przy złączu  $P^+N^-$  spolaryzowanym wstecznie (wynik obliczeń uproszczonych)

Przejdźmy z kolei na lewą stronę złącza – do warstwy  $P^+$ . Mamy tu do czynienia z ładunkiem przestrzennym zjonizowanych atomów domieszek akceptorowych o koncentracji  $N_A$  i ładunku  $-e$  każdy. Stąd

$$\rho = -eN_A \quad (5.7)$$

$$\frac{dE}{dx} = -\frac{eN_A}{\epsilon} \quad (5.8)$$

Rozumując podobnie jak poprzednio dedukujemy, że otrzymane równanie opisuje spadek natężenia od zera (na granicy obszaru ładunku przestrzennego  $x = -W_{sc(P+)}$ ) do pewnej wartości ujemnej (na złączu,  $x = 0$ ).

Ponieważ natężenie pola elektrycznego musi być ciągłe, więc z obu stron złącza musi dążyć do tej samej wartości, którą oznaczymy przez  $-E_{max}$ . Widać przy tym, że ze względu na różnice w domieszkowaniu, **nachylenie odcinka  $E(x)$  od strony  $P^+$  będzie dużo większe niż od strony  $N^-$**  – dokładnie:  $N_A/N_D$  razy większe.

Ponieważ szerokości obszarów ładunku przestrzennego można obliczyć na podstawie znajomości nachyleń:

$$W_{sc(P+)} = \left| \frac{E_{max}}{\left[ \frac{dE}{dx} \right]_{x=0^-}} \right| \quad (5.9)$$

$$W_{sc(N-)} = \left| \frac{E_{max}}{\left[ \frac{dE}{dx} \right]_{x=0^+}} \right| \quad (5.10)$$

więc stosunek tych szerokości wynosi

$$\frac{W_{sc(P+)}}{W_{sc(N-)}} = \frac{\left[ \frac{dE}{dx} \right]_{x=0^+}}{\left[ \frac{dE}{dx} \right]_{x=0^-}} = \frac{N_D}{N_A} \quad (5.11)$$

co pozwala napisać

$$W_{sc(P+)} \ll W_{sc(N-)} \quad (5.12)$$

Uwzględniono to na rys. 10. Z założenia tego będziemy korzystać w dalszych rozważaniach.

## 5.2. Przebiecie złącza

### 5.2.a. Zjawisko przebiecia lawinowego

Intuicja podpowiada, że **nie można w nieskończoność zwiększać napięcia wstecznego przyłożonego do struktury**. Jest to związane z istnieniem pewnego krytycznego (co do wartości i kształtu) rozkładu natężenia pola elektrycznego  $E$ . Trzeba tu uwzględnić, że nawet przy polaryzacji zaporowej przez złącze płynie pewien niewielki prąd upływu, a więc poruszają się przez nie nośniki, na które oddziałuje pole elektryczne. Kiedy pole uzyska wspomniany rozkład krytyczny, przyspieszane przez nie nośniki uzyskują na tyle wysoką energię kinetyczną, że przy zderzeniu z węzłami sieci krystalicznej (atomami) mogą z nich wybijać kolejne swobodne nośniki.

Każdy wybity nośnik również zderza się z węzłem sieci, co może uwolnić kolejne nośniki – w liczbie zmnożonej, gdyż każdy z kilku nośników wybija kolejnych kilka. Jeżeli liczba wybijanych nośników jest większa niż nośników ulegających zderzeniu, to proces uzyskuje charakter gwałtownie narastający. Określamy to mianem **lawinowego powielania nośników** (ang. *avalanche multiplication*).

W wyniku powielania lawinowego w obszarze złącza są więc obecne nośniki swobodne i to w znaczącej koncentracji. A więc obszar ten nie jest już pozbawiony nośników i może przewodzić prąd przy bardzo niskiej rezystancji, który to stan nazywa się **przebieciem lawinowym** (ang. *avalanche breakdown*). Prąd przyrządu w stanie przebiecia lawinowego może w związku z tym osiągnąć bardzo duże natężenie. Jest ono ograniczone praktycznie tylko przez impedancję obwodu zewnętrznego, gdyż – jak powiedzieliśmy – duża liczba powielanych nośników powoduje niską rezystancję samego przyrządu.

Prąd płynie przy dużym napięciu odłożonym na przyrządzie – tym, przy którym doszło do powielania lawinowego. Związane jest z tym więc wydzielanie dużej mocy. Jeżeli przebiecie lawinowe trwa odpowiednio długo (co może oznaczać milisekundy lub nawet mniej), wydzielona energia cieplna przekracza wartość krytyczną i **dochodzi do trwałego uszkodzenia struktury**.

### 5.2.b. Krytyczne natężenie pola elektrycznego

Na podstawie doświadczeń i analiz teoretycznych ustalono, że krytyczny rozkład natężenia pola można scharakteryzować z dobrym przybliżeniem za pomocą jednej tylko wartości. Jest nim **natężenie pola na analizowanym złączu PN** (rozważanym jako skokowe). Jak wynika z naszej wcześniejszej analizy, **w tym punkcie jest ono zawsze największe**. Przyjmuje się, że przebiecie lawinowe przebiega wyłącznie w cienkim obszarze bezpośrednio przy złączu, w którym to obszarze natężenie pola można uznać za stałe i równe maksymalnemu (w znaczeniu największego wzdłuż osi  $x$ ). Przybliżenie to jest słuszne już dla przyrządów o wytrzymałości napięciowej rzędu 30–40 V (i większej).

Krytyczne maksymalne natężenie pola, przy którym dochodzi do powielania lawinowego, zależy od domieszkowania półprzewodnika. Im większa koncentracja domieszek, tym większe jest krytyczne natężenie pola, gdyż elektrony częściej zderzają się z węzłami sieci krystalicznej, a więc trudniej im rozpedzić się do prędkości odpowiadającej krytycznej energii kinetycznej.

Dla krzemu krytyczne maksymalne natężenie pola elektrycznego przy złączu można oszacować z empirycznej zależności

$$E_{\text{crit}} = 0,4 \cdot \left( \frac{N_D}{1 \text{ cm}^{-3}} \right)^{1/8} \frac{\text{V}}{\mu\text{m}} \quad (5.13)$$

Dla domieszkowania  $10^{14} \text{ cm}^{-3}$  daje to  $23 \text{ V}/\mu\text{m}$ . Często przyjmuje się dla uproszczenia, że krytyczne natężenie pola jest niezależne od domieszkowania i wynosi w przybliżeniu  $10 \text{ V}/\mu\text{m}$ , co odpowiada dolnej granicy technologicznej słabego domieszkowania –  $10^{13} \text{ cm}^{-3}$ . Z uproszczenia tego będziemy korzystać w dalszej analizie.

### 5.2.c. Napięcie przebicia lawinowego

Spróbujmy powiązać maksymalne natężenie pola elektrycznego – występujące, jak wiemy, na samym złączu – z napięciem przyłożonym do struktury. Zapiszmy zależność (5.1) w postaci całkowitej:

$$V(x) = -\int E dx \quad (5.14)$$

Ujemne napięcie przyłożone do struktury wynosi  $-U_R$ . Dla uproszczenia zapisu pozbadźmy się znaków „-”, wprowadzając wartość bezwzględną. Otrzymamy wówczas

$$U_R = \int_{-W_p}^{W_N} |E| dx \quad (5.15)$$

W par. 5.1 sformułowaliśmy założenia zerowej gęstości ładunku poza obszarem ładunku przestrzennego oraz dużo większej koncentracji domieszek w warstwie  $P^+$  względem warstwy  $N^-$ . Opierając się na nich możemy założyć, że pole elektryczne występuje wyłącznie na odcinku od 0 do  $W_{sc(N-)}$ . Oznacza to, że całkowita szerokość obszaru ładunku przestrzennego

$$W_{sc} \approx W_{sc(N-)} \quad (5.16)$$

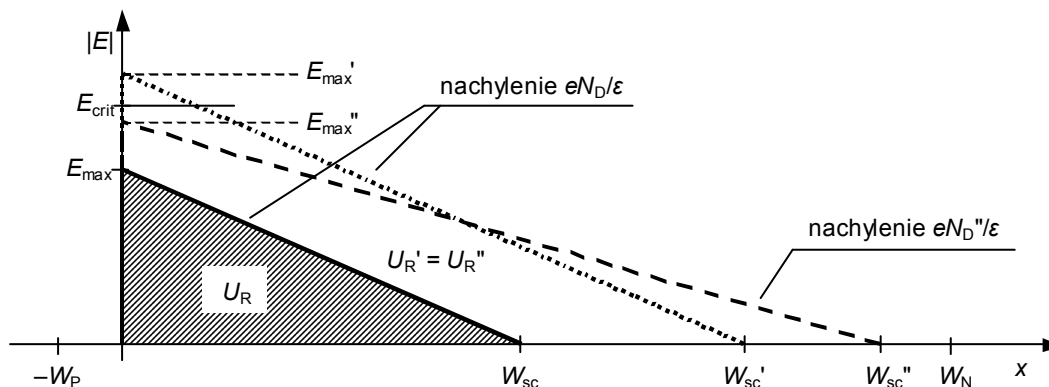
co pozwala nam pozbyć się indeksu „N”. W takim razie wzór (5.15) upraszcza się do

$$U_R = \int_0^{W_{sc}} |E| dx \quad (5.17)$$

Jak wiadomo, całka ma prostą interpretację geometryczną jako pole pod całkowaną krzywą. Napięcie na przyrządzie jest więc równe polu pod wykresem natężenia pola elektrycznego – w tym wypadku polu trójkąta zakreskowanego na rys. 11. Pole to można łatwo obliczyć wiedząc, że wysokość trójkąta wynosi  $E_{max}$ , zaś stosunek wysokości do podstawy jest równy pochodnej  $|dE/dx|$ , która wyraża się wzorem (5.6):

$$U_R = \frac{1}{2} W_{sc} E_{max} = \frac{1}{2} \cdot \frac{E_{max}}{eN_D/\epsilon} \cdot E_{max} = \frac{\epsilon E_{max}^2}{2eN_D} \quad (5.18)$$

Z powyższej zależności można obliczyć **napięcie przebicia lawinowego**  $U_{br}$  (ang. *breakdown voltage*) – tj. wartość napięcia przyłożonego do złącza, przy której dochodzi do inicjacji lawinowego powielania nośników i w konsekwencji do przebicia lawinowego. Wiadomo bowiem, że przebicie wystąpi, gdy natężenie pola  $E$  osiągnie w swoim maksimum wartość krytyczną  $E_{crit}$ :



Rys. 11. Rozkład natężenia pola elektrycznego przy spolaryzowanym wstecznie złączu PN, dla różnych napięć wstecznych i różnych poziomów domieszkowania warstwy  $N^-$

$$U_{br} = \frac{\varepsilon E_{crit}^2}{2eN_D} \quad (5.19)$$

Uzyskana wartość określa, jak duże napięcie struktura może *wytrzymać* pozostając w stanie wyłączenia (nieprzewodzenia). Dlatego też napięcie przebicia jest miarą **wytrzymałości napięciowej** struktury, tj. jej zdolności do blokowania napięcia przy braku przepływu prądu. Współcześnie możliwe jest uzyskiwanie wytrzymałości napięciowej do ok. 15 kV.

#### 5.2.d. Szerokość obszaru ładunku przestrzennego

Jako że znane jest nachylenie prostej rozkładu pola elektrycznego, możliwe jest obliczenie szerokości obszaru ładunku przestrzennego odpowiadającej określonemu napięciu wstecznemu odłożonemu na tym obszarze.

Utrzymajmy przybliżenie (5.16) i postąpmy analogicznie jak w przypadku zależności (5.18), jednak tym razem uzależniając maksymalne natężenie pola  $U_R$  od szerokości  $W_{sc}$ :

$$U_R = \frac{1}{2} W_{sc} E_{max} = \frac{1}{2} \cdot W_{sc} \cdot (W_{sc} \cdot eN_D / \varepsilon) = \frac{W_{sc}^2 eN_D}{2\varepsilon} \quad (5.20)$$

Stąd

$$W_{sc} = \sqrt{\frac{2\varepsilon U_R}{eN_D}} \quad (5.21)$$

Otrzymana zależność potwierdza i opisuje ilościowo nasz wcześniejszy wniosek: **szerokość obszaru ładunku przestrzennego jest tym większa, im większe napięcie wsteczne przyłożone do struktury** i odłożone na tym obszarze.

#### 5.2.e. Sposoby zwiększenia wytrzymałości napięciowej

Zakreskowane pole na rys. 11 odpowiada pewnej wartości  $U_R$ . Przypuśćmy dla odmiany, że potrzebujemy, aby struktura wytrzymała większe napięcie wsteczne  $U_R' > U_R$ . Przy niezmiennych parametrach przyrządu otrzymujemy wówczas rozkład pola elektrycznego zaznaczony linią kropkowaną – pole pod wykresem musi być bowiem odpowiednio większe. W związku z tym wartość  $E_{max}$  ulega zwiększeniu do  $E_{max}'$ , a szerokość obszaru ładunku przestrzennego  $W_{sc}$  wzrasta tyle samo razy do  $W_{sc}'$ .

Tu jednak może pojawić się problem. Dla wybranej przez nas wartości  $U_R'$  natężenie pola przekracza na pewnym obszarze wartość krytyczną. Struktura nie blokowałaby więc przyłożonego do niej napięcia, a przewodziła duży prąd wsteczny dzięki swobodnym nośnikom pochodzącym z powielania lawinowego.

Aby zaradzić problemowi z przebiciem, należy zmniejszyć nachylenie górnego boku trójkąta; wówczas przy tym samym polu  $U_R'' = U_R'$  otrzymamy mniejszą wysokość  $E_{max}''$ . Jak pamiętamy, nachylenie jest określone zależnością (5.6). Jedyнным parametrem, na który mamy w niej wpływ, jest koncentracja domieszek w warstwie słabo domieszkowanej  $N_D$ . (Można również zmienić przenikalność  $\varepsilon$ , ale to oznaczałoby zmianę krzemu na inny materiał.) Przy odpowiednio małej koncentracji  $N_D'' < N_D$  otrzymamy rozkład natężenia pola elektrycznego zaznaczony na rys. 11 linią kreskowaną.

Widać, że obniżenie maksymalnego natężenia okupiliśmy dalszym poszerzeniem obszaru ładunku przestrzennego do punktu  $W_{sc}''$  [zgodnie z zależnością (5.21)]. Wymagana szerokość warstwy słabo domieszkowanej  $W_N$  będzie więc większa.

Podsumowując, **aby zwiększyć wytrzymałość napięciową struktury, musimy dokonać jednocześnie dwóch zmian:**

- 1° zmniejszyć koncentrację domieszek w warstwie słabo domieszkowanej oraz

- 2° zwiększyć rozmiar (wzdłuż linii obwodu głównego) warstwy słabo domieszkowanej.

### 5.2.f. Analiza ilościowa wpływu parametrów struktury

Do powyższych wniosków można również dojść wychodząc od zależności (5.19). Korzystając z niej w drugą stronę, można wyliczyć koncentrację domieszek niezbędną (czyli nie większą) do uzyskania określonej wytrzymałości napięciowej złącza. Wynosi ona

$$N_D = \frac{\varepsilon E_{\text{crit}}^2}{2eU_{\text{br}}} \quad (5.22)$$

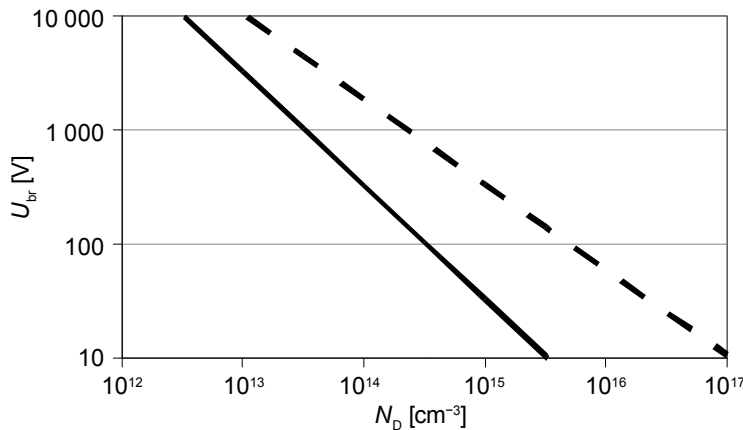
co dla 10 kV daje  $3,2 \cdot 10^{12} \text{ cm}^{-3}$ .

Wzór (5.19) uzyskaliśmy przyjmując szereg upraszczających założeń, przede wszystkim skokowego charakteru złącza, braku poprzecznego pola elektrycznego i niezależności krytycznego natężenia pola od jakichkolwiek czynników. W praktyce korzysta się z dokładniejszej, doświadczalnie wyznaczonej zależności – dla krzemu

$$U_{\text{br}} = 60 \cdot \left( \frac{10^{16} \text{ cm}^{-3}}{N_D} \right)^{3/4} \text{ V} \quad (5.23)$$

co dla  $U_{\text{br}} = 10 \text{ kV}$  daje wynik  $N_D = 1,1 \cdot 10^{13} \text{ cm}^{-3}$ .

Zależność napięcia przebiccia lawinowego od koncentracji domieszek przedstawiono na rys. 12. Jak widać, wraz ze wzrostem koncentracji domieszek, rzeczywista wytrzymałość napięciowa coraz bardziej odbiega – co korzystne, *in plus* – od przewidywanej przez model uproszczony. Aby nie komplikować analizy, w dalszych rozważaniach pozostaniemy przy wzorze (5.19). Jak widać, daje on poprawną odpowiedź co do charakteru zależności, co będzie dla nas wystarczające.



Rys. 12. Zależność napięcia przebiccia lawinowego krzemowego złącza PN od koncentracji domieszek w warstwie słabo domieszkowanej (linia ciągła – uproszczony model fizyczny, linia kreskowa – zależność empiryczna)

Z kolei niezbędną (czyli minimalną potrzebną) szerokość warstwy słabo domieszkowanej można obliczyć ze wzoru (5.21) biorąc pod uwagę, że **obszar ładunku przestrzennego w chwili wystąpienia przebiccia lawinowego nie może wykraczać poza warstwę słabo domieszkowaną**. W związku z tym szerokość tej warstwy musi być co najmniej równa szerokości obszaru ładunku przestrzennego  $W_{\text{sc}}$  przy napięciu równym napięciu przebiccia  $U_{\text{br}}$ :

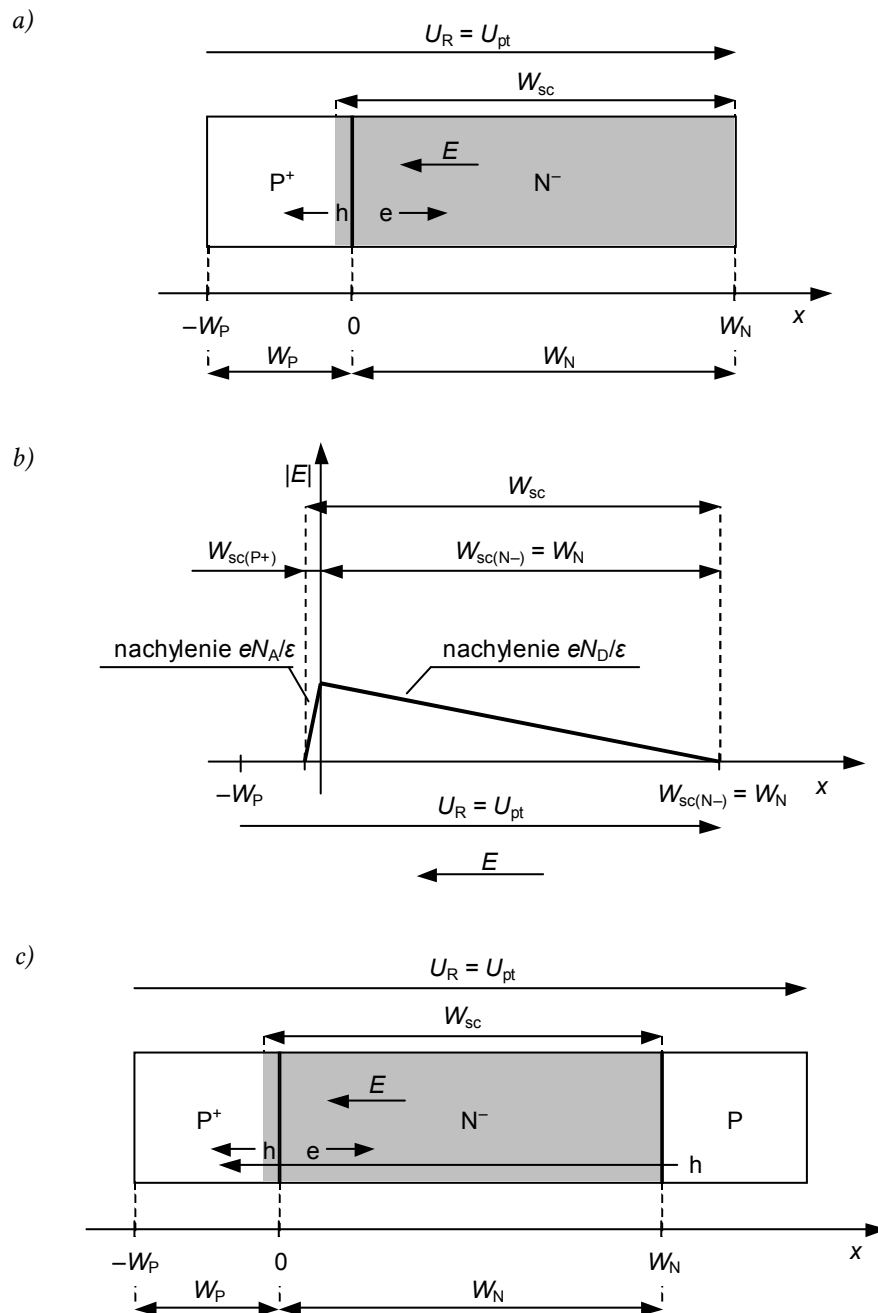
$$W_N = W_{\text{sc}}(U_{\text{br}}) = \sqrt{\frac{2\varepsilon U_{\text{br}}}{eN_D}} \quad (5.24)$$



### 5.3. Przebicie skośne

#### 5.3.a. Zjawisko przebicia skośnego

Skrótowno termin *przebicie* (ang. *breakdown*) odnosi się do *przebicia lawinowego* (ang. *avalanche breakdown*), o którym była mowa wyżej. Jest ono związane z krytycznym natężeniem pola  $E_{crit}$ , a odpowiadające mu napięcie na przyrządzie – *napięcie przebicia*, jest oznaczane  $U_{br}$ . W strukturach półprzewodnikowych występuje jednak jeszcze inne zjawisko fizyczne określane w języku polskim mianem *przebicia* – **przebicie skośne** (ang. *punch-through* ‘przekłucie’).



Rys. 13. Struktura ze złączem PN w stanie przebicia skośnego: a) przekrój ogólny; b) rozkład pola elektrycznego; c) przekrój przy założeniu sąsiedztwa warstwy P

Przebicie skośne oznacza, że obszar ładunku przestrzennego osiąga granicę jednej z warstw współtworzących złącze PN. W rozważanym dotychczas przypadku złącza asymetrycznego  $P^+N^-$ , pole nie wnika głęboko w warstwę silnie domieszkowaną  $P^+$ . Dlatego jeżeli tylko będzie ona miała

minimalny bezpieczny rozmiar, do przebicia skośnego dojdzie na granicy warstwy  $N^-$ , co przedstawiono na rys. 13a i b.

Do przewidzenia skutków przebicia skośnego **konieczna jest wiedza o warstwie stykającej się z warstwą  $N^-$  z prawej strony**. W praktyce będzie to zawsze półprzewodnik, gdyż zakończenie w tym miejscu przyrządu metalową elektrodą spowodowałoby powstanie niepożądanego złącza Schottky'ego (patrz par. 5.4.b).

Przyjmijmy najpierw, że z prawej strony warstwy  $N^-$  znajduje się warstwa typu P (rys. 13c). Przypomnijmy, że obszar ładunku przestrzennego powstał w wyniku oddziaływania pola elektrycznego na nośniki ładunku. Zwróciliśmy uwagę, że pole to jest tak skierowane (przy polaryzacji zaporowej złącza, a więc wtedy, gdy pole elektryczne może sięgać daleko w głąb warstw tworzących złącze), że powoduje ruch elektronów w prawo (w głąb warstwy  $N^-$ ), a dziur w lewo (w stronę warstwy  $P^+$ , patrz rys. 13a).

W prawym złączu  $N^-P$  zachodzi zawsze (z mniejszą lub większą intensywnością) dyfuzja dziur z warstwy P do warstwy N. Po dotarciu do granicy warstwy P, pole elektryczne porywa dyfundujące dziury i przenosi do warstwy  $P^+$ . **Powstaje w ten sposób droga dla przepływu prądu dziurowego** poprzez całą strukturę. Ze względu na kierunek pola elektrycznego, ładunek przestrzenny nie może zostać utworzony w warstwie P, co oznacza, że rozkład pola elektrycznego w strukturze nie może ulec dalszej zmianie. Tym samym zwiększenie napięcia odłożonego na diodzie nie jest możliwe. To graniczne napięcie, przy którym dochodzi do inicjacji przebicia skośnego, nazywamy oczywiście **napięciem przebicia skośnego**  $U_{pt}$  (ang. *punch-through voltage*).

Niewielkie dodatkowe napięcie może się odłożyć co najwyżej na warstwach  $P^+$  i P, w których nie występuje ładunek przestrzenny, a więc stosuje się do nich prawo Ohma – wzrost napięcia jest możliwy jedynie przy jednoczesnym wzroście prądu.

Przewodzenie prądu i brak możliwości zwiększenia napięcia oznaczają skutki takie same, jak w przypadku przebicia lawinowego. Dlatego w języku polskim mówimy o *przebiciu* skośnym. Po wejściu w ten stan struktura nie może pełnić roli łącznika. **Przebicie skośne jest groźne z tego samego powodu, co przebicie lawinowe**. Cechuje je przepływ prądu (ograniczonego tylko impedancją obwodu zewnętrznego) przy wysokim spadku potencjału, a więc wysoka moc strat.

Przyrządy wykazujące przepływ prądu po wystąpieniu przebicia skośnego nazywamy **przyrządami nieodpornymi na przebicie skośne** (ang. *non-punch-through structures*, w skrócie: NPT).

### 5.3.b. Struktura odporna na przebicie skośne

Rozważmy jednak jeszcze jeden przypadek, gdy warstwa po stronie wysokiego potencjału (przy polaryzacji złącza w kierunku zaporowym) jest typu N (rys. 14a) i silnie domieszkowana (względem warstwy  $N^-$ ) z pewną koncentracją  $N_{D+}$ . W tym przypadku **obszar ładunku przestrzennego może się rozszerzyć na dodatkową warstwę**, gdyż oddziałuje tam na większościowe nośniki swobodne (elektrony) tak samo, jak w warstwie  $N^-$  – usuwając je w prawo. Szerokość obszaru ładunku przestrzennego w warstwie słabo domieszkowanej  $W_{sc(N-)}$  będzie więc równa całej szerokości tej warstwy  $W_N$ , a dodatkowo pojawi się obszar ładunku przestrzennego w warstwie  $N^+$ , o pewnej szerokości  $W_{sc(N+)}$ .

Gradient pola elektrycznego w warstwie  $N^+$  jest dyktowany przez prawo Poissona, będzie więc on większy niż w warstwie  $N^-$ , co pokazuje rys. 14b. Szerokości obszaru ładunku przestrzennego w warstwach  $N^+$  i  $N^-$  pozostają do siebie w stosunku analogicznym do zależności (5.11):

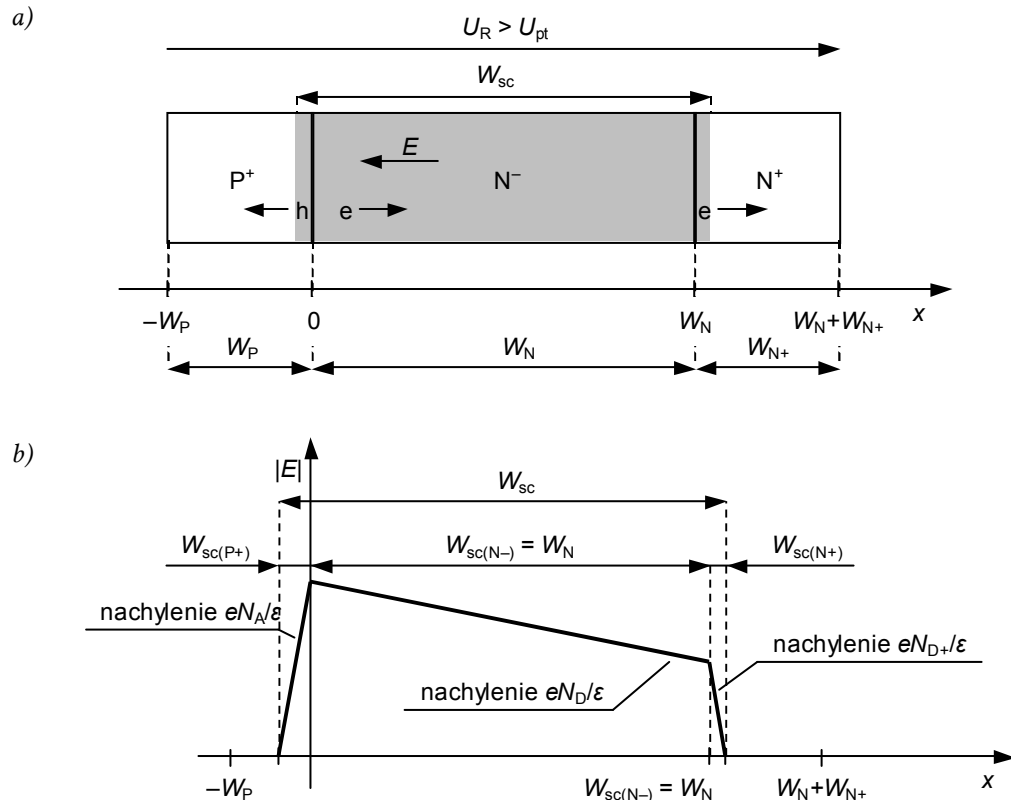
$$\frac{W_{sc(N+)}}{W_{sc(N-)}} = \frac{\left| \frac{dE}{dx} \right|_{x=W_N^-}}{\left| \frac{dE}{dx} \right|_{x=W_N^+}} = \frac{N_D}{N_{D+}} \quad (5.25)$$

Jeżeli  $N_{D+} \gg N_D$ , to

$$W_{sc(N+)} \ll W_{sc(N-)} \quad (5.26)$$

Dzięki obecności warstwy  $N^+$  możliwe staje się dalsze zwiększenie napięcia na przyrządzie – mimo przekroczenia napięcia przebicia skośnego. Zgodnie z prawem Poissona, pole elektryczne wnika głębiej w warstwy  $P^+$  i  $N^+$  (nieznacznie – z powodu wysokiej koncentracji domieszek) oraz zwiększy swoje natężenie na obu stykach warstw ( $x = 0$  i  $x = W_N$ ). **Rozkład pola elektrycznego zmieni swój kształt z trójkątnego na trapezowy**, co widać na rys. 14b.

W tym przypadku w prawej warstwie silnie domieszkowanej ( $N^+$ ) nośnikami większościowymi są elektrony. Pole elektryczne oddziałuje na nie w taki sam sposób, jak na elektrony w warstwie  $N^-$ , a więc usuwając je z obszaru ładunku przestrzennego. Tym samym **nie powstaje ścieżka przepływu prądu, a przyrząd nie może ulec zniszczeniu**. Przyrządy wykazujące takie zachowanie nazywamy **przyrządami odpornymi na przebicie skośne** (ang. *punch-through structures*, w skrócie: PT).



Rys. 14. Przebicie skośne w strukturze z sąsiednią warstwą  $N^+$ : a) przekrój; b) rozkład natężenia pola elektrycznego

### 5.3.c. Napięcie przebicia skośnego

Obliczymy teraz wartość napięcia przebicia skośnego  $U_{pt}$ , które z definicji odpowiada przypadkowi granicznemu, tj. **kiedy obszar ładunku przestrzennego rozciąga się dokładnie do granicy warstwy słabo domieszkowanej, jednak nie przekracza jej**.

Podobnie jak poprzednio, przyjmijmy, że szerokość obszaru ładunku przestrzennego w warstwie  $P^+$  jest zanedbywalnie mała i obszar ten rozciąga się od współrzędnej 0 do  $W_{sc} \approx W_{sc(N-)} = W_N$ . Wówczas napięcie wsteczne  $U_R = U_{pt}$  przyłożone do przyrządu jest równe polu pionowo zakreskowanego trójkąta na rys. 15. Pole to można łatwo obliczyć stwierdzając, że podstawa trójkąta wynosi  $W_N$ , zaś stosunek wysokości do podstawy wynika z prawa Poissona i jest równy  $|dE/dx| = eN_D/\epsilon$ :

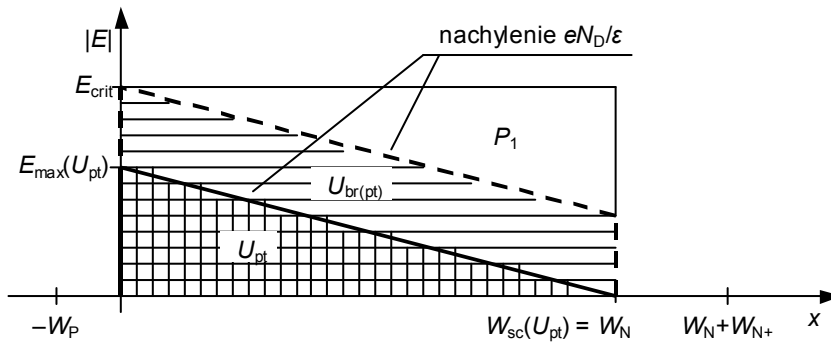
$$U_{pt} = \frac{1}{2} W_{sc}(U_{pt}) \cdot E_{\max}(U_{pt}) = \frac{1}{2} W_N \cdot W_N \frac{eN_D}{\epsilon} = \frac{eN_D W_N^2}{2\epsilon} \quad (5.27)$$

Ten sam wynik można również otrzymać ze wzoru (5.21) uwzględniając, że na granicy przebicia skośnego szerokość obszaru ładunku przestrzennego  $W_{sc}$  jest równa dokładnie szerokości warstwy słabo domieszkowanej  $W_N$ :

$$W_N = W_{sc}(U_{pt}) = \sqrt{\frac{2\varepsilon U_{pt}}{eN_D}} \quad (5.28)$$

Stąd ponownie

$$U_{pt} = \frac{eN_D W_N^2}{2\varepsilon} \quad (5.29)$$



Rys. 15. Rozkład natężenia pola elektrycznego w spolaryzowanej wstecznie strukturze  $P^+N^-N^+$ : dla granicy przebicia skośnego (linia ciągła, kreskowanie pionowe) i dla granicy przebicia lawinowego (linia przerywana, kreskowanie poziome)

### 5.3.d. Klasyfikacja przyrządów ze względu na przebicie skośne

W zależności od poziomu domieszkowania i szerokości warstwy słabo domieszkowanej, **napięcie przebicia skośnego może być większe lub mniejsze od napięcia przebicia lawinowego.**

1. Jeżeli  $U_{br} < U_{pt}$ , to natężenie pola osiągnie wartość  $E_{crit}$ , kiedy będzie jeszcze miało kształt trójkąta (rys. 16, krzywa 1); dlatego w mocy pozostaje wyprowadzony wcześniej wzór na napięcie przebicia lawinowego (5.19). W tym przypadku przebicia skośnego w ogóle nie zaobserwujemy, gdyż wcześniej struktura ulegnie przebiciu lawinowemu.

Takie struktury będziemy określać mianem **struktur bez przebicia skośnego** lub **struktur o grubej warstwie słabo domieszkowanej** (ang. *thick lightly doped layer structures*; nazewnictwo jest w tym przypadku nieusystematyzowane; mówi się także np. o *strukturach konwencjonalnych*, ang. *conventional structures*, albo – w przypadku przyrządów, w których warstwa słabo domieszkowana pełni rolę bazy – o *strukturach z szeroką/długą bazą*, ang. *wide/long-base structures*).

2. Jeżeli jednak parametry fizyczne struktury są takie, że  $U_{br} > U_{pt}$ , to zwiększając napięcie wsteczne, najpierw zaobserwujemy przebicie skośne, a dopiero później osiągniemy krytyczną wartość natężenia pola (rys. 16, krzywa 2). W związku z tym pole dla  $E_{max} = E_{crit}$  będzie miało kształt trapezu. Wzór (5.19) nie określa już napięcia przebicia, gdyż odpowiada nie polu trapezu – odłożonemu napięciu, ale polu większego trójkąta (na rys. 16 przedłużenie trapezu linią przerywaną).

Takie struktury będziemy określać mianem **struktur z przebiciem skośnym** lub **struktur o cienkiej warstwie słabo domieszkowanej** (ang. *thin lightly doped layer structures*; mówi się także np. o *strukturach z polem skompresowanym*, ang. *compressed-field structures*, albo o *strukturach z wąską/krótką bazą*, ang. *narrow/short-base structures*).

Niekiedy również struktury z grubą warstwą słabo domieszkowaną określa się mianem *non-punch-through structures*, co w tym przypadku – w odróżnieniu od definicji podanej w par. 5.3.a – należy rozumieć jako ‘struktury, w których nie występuje przebicie skośne’. W praktyce przyrządy nieodporne na przebicie skośne, które określiliśmy skrótem NPT w par. 5.3.a, są zawsze wykonywane tak, aby przebicie skośne w nich nie występowało. W przeciwnym razie w stanie blokowania nie działałyby poprawnie jako łączniki półprzewodnikowe.

Należy jednak zauważyć, że również przyrządy odporne na przebicie skośne, które określiliśmy skrótem PT, mogą być wykonywane jako struktury z grubą warstwą słabo domieszkowaną (choć nie zawsze są w praktyce), tak że przebicie skośne w nich nie występuje (mimo, iż mogłoby bez niebezpieczeństwa dla przyrządu). Może to powodować **niejednoznaczność w interpretacji pojęć *non-punch-through* i *punch-through***. W niniejszej instrukcji będziemy jej unikać rozróżniając określenia:

- *przyrząd nieodporny na przebicie skośne* (tj. który w tym stanie straciłby zdolność blokowania) – ze względów funkcjonalnych praktycznie zawsze są to jednocześnie przyrządy bez przebicia skośnego (w przeciwnym razie nie działałyby poprawnie) –  
i *przyrząd bez przebicia skośnego* (tj. w którym w żadnych warunkach nie dochodzi do przebicia skośnego, niezależnie od odporności na nie);
- oraz *przyrząd odporny na przebicie skośne* (tj. który nadal blokowałby napięcie) i *przyrząd z przebiciem skośnym* (tj. w którym w pewnych warunkach dochodzi do przebicia skośnego, niezależnie od odporności na nie) – ze względów funkcjonalnych praktycznie zawsze są to jednocześnie przyrządy odporne na przebicie skośne (w przeciwnym razie nie działałyby poprawnie).

Rozróżnienie to ma największe znaczenie w przypadku dwóch przyrządów:

- 1) diod PIN – które wszystkie są odporne na przebicie skośne, natomiast mogą być wykonywane z wąską lub szeroką bazą. W związku z tym w ich przypadku pojęcia *punch-through* i *non-punch-through* odnoszą się zwykle do faktu występowania bądź niewystępowania przebicia skośnego;
- 2) tranzystory IGBT – mogą być odporne lub nieodporne na przebicie skośne, przy czym projektowane są tak, by w przyrządach odpornych przebicie skośne występowało, zaś w nieodpornych – by nie występowało. W związku z tym w ich przypadku pojęcia *punch-through* i *non-punch-through* odnoszą się przede wszystkim do odporności na przebicie skośne, jako do cechy determinującej.

### 5.3.e. Wytrzymałość napięciowa struktury odpornej na przebicie skośne

Aby obliczyć napięcie przebicia lawinowego zachodzącego przy obecności przebicia skośnego – oznaczmy je przez  $U_{br(pt)}$  – powróćmy do rys. 15. Szukane napięcie jest równe polu trapezu zaznaczonego linią przerywaną, a więc różnicy pól prostokąta o wymiarach  $E_{crit} \times W_N$  i trójkąta  $P_1$ :

$$U_{br(pt)} = E_{crit} W_N - P_1 \quad (5.30)$$

$P_1$  jest trójkątem prostokątnym o podstawie  $W_N$  i nachyleniu przeciwprostokątnej  $qN_D/\epsilon$ . Jest to więc taki sam trójkąt, jak odpowiadający napięciu  $U_{pt}$  trójkąt zakreskowany pionowo. Jego pole wyraża się więc wzorem (5.27), stąd

$$U_{br(pt)} = E_{crit} W_N - U_{pt} = E_{crit} W_N - \frac{eN_D W_N^2}{2\epsilon} \quad (5.31)$$

Przekształcimy teraz otrzymany wzór do postaci umożliwiającej uzależnienie napięcia przebicia  $U_{br(pt)}$  struktury z cienką warstwą słabo domieszkowaną od napięcia przebicia  $U_{br(\infty)}$  struktury o takim samym domieszkowaniu, lecz o warstwie słabo domieszkowanej na tyle grubej, że nie występuje w niej przebicie skośne. Często mówi się w tym przypadku o **strukturze**

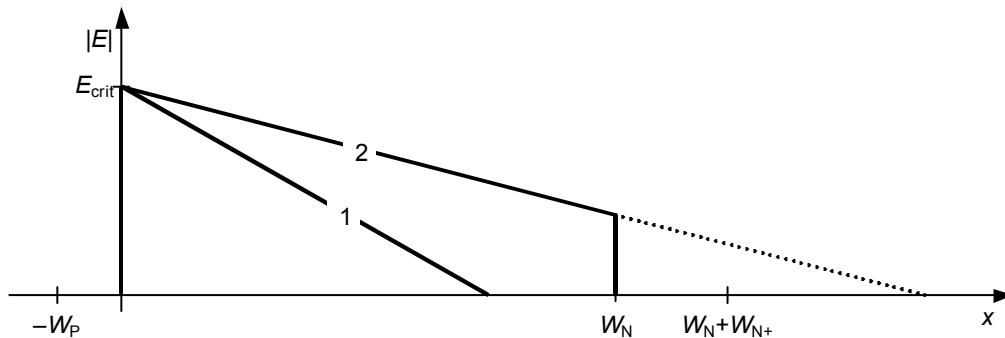
**nieograniczonej**, tzn. dla której  $W_N = \infty$ , zaś wytrzymałość określoną wzorem (5.19) nazywa się **wytrzymałością struktury nieograniczonej**.

Korzystając ze wzorów (5.19) i (5.27) mamy

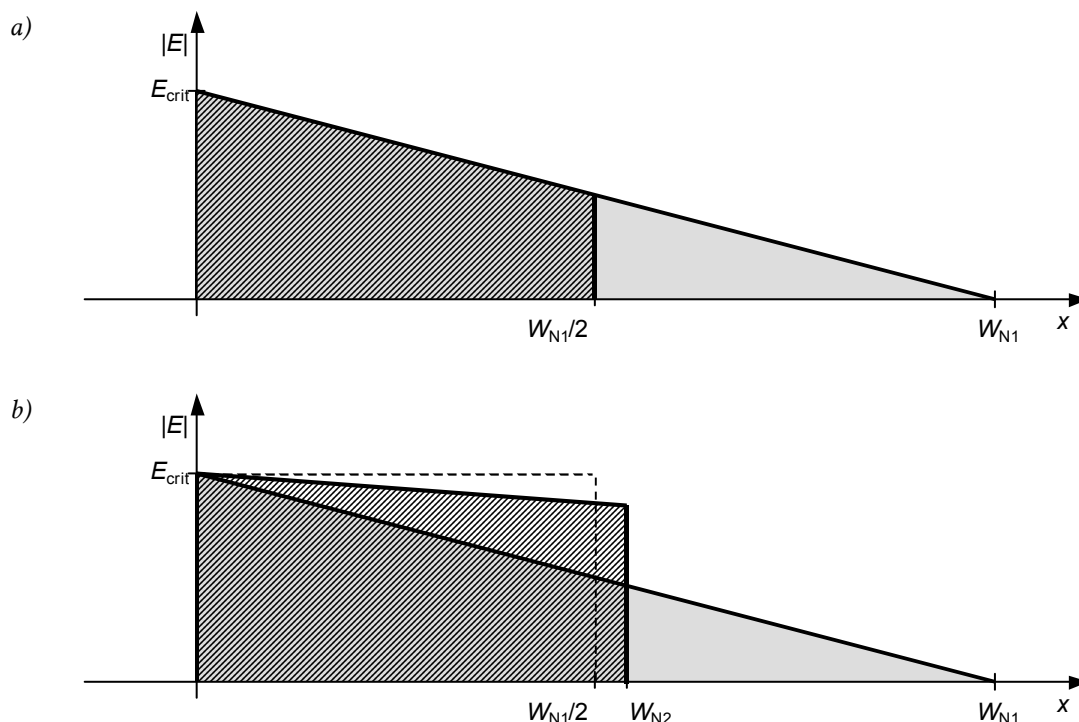
$$U_{br(\infty)} U_{pt} = \frac{E_{crit}^2 W_N^2}{4} \Rightarrow E_{crit} W_N = 2\sqrt{U_{br(\infty)} U_{pt}} \quad (5.32)$$

Podstawiając powyższe do (5.31) otrzymujemy

$$U_{br(pt)} = 2\sqrt{U_{br(\infty)} U_{pt}} - U_{pt} \quad (5.33)$$



Rys. 16. Rozkład natężenia pola elektrycznego dla dwóch struktur o takich samych wymiarach, lecz innych poziomach słabego domieszkowania  $N_D$ , znajdujących się na granicy przebiecia lawinowego ( $E_{max} = E_{crit}$ ): 1 – wysoka koncentracja domieszek  $N_D$ ,  $U_{br} < U_{pt}$ ; 2 – niska koncentracja domieszek  $N_D$ ,  $U_{br} > U_{pt}$



Rys. 17. Rozkład natężenia pola elektrycznego dla dwóch struktur  $P^+N^-N^+$  – z grubą warstwą słabo domieszkowaną, bez przebiecia skośnego (obszar szary) i z cienką warstwą słabo domieszkowaną, z przebieciem skośnym (obszar zakreskowany), w warunkach, w których obie znajdują się na granicy przebiecia lawinowego:

- a) o takim samym poziomie domieszkowania – przykładowo warstwa słabo domieszkowana drugiej struktury jest dwa razy cieńsza niż pierwszej ( $W_{N1}/2$ );  
 b) o takiej samej wytrzymałości napięciowej, ale różnym poziomie domieszkowania, przy czym linią kreskowaną zaznaczono rozkład natężenia pola dla nieskończenie małej koncentracji domieszek ( $N_D \rightarrow 0$ )

### 5.3.f. Wytrzymałość przyrządów z i bez przebicia skrośnego

Z analizy wzoru (5.33) wynika, że przy niezmiennym poziomie domieszkowania (dla takich warunków wzór ten został wyprowadzony) zawsze  $U_{br(pt)} < U_{br(\infty)}$ . Jak pokazuje rys. 17a, strata wytrzymałości napięciowej będzie tym większa, im znaczniejsze skrócenie warstwy słabo domieszkowanej. Tym krótsza będzie bowiem podstawa trapezu natężenia pola elektrycznego (na rysunku przykładowa struktura o cienkiej warstwie słabo domieszkowanej – z przebiciem skrośnym, ma tę warstwę dwukrotnie cieńszą od pierwszej struktury – bez przebicia skrośnego).

Rozwiązaniem powyższego problemu jest zmniejszenie koncentracji domieszek w warstwie słabo domieszkowanej. Górny bok trapezu będzie miał wówczas mniejsze nachylenie, a więc pole pod prostą natężenia pola zwiększy się, co pokazuje rys. 17b.

Maksymalnie cienką warstwę słabo domieszkowaną przy niezmiennym wytrzymałości napięciowej uzyskalibyśmy dla nieskończonej małej koncentracji domieszek, kiedy trapez uzyskałby postać prostokąta [patrz zależność (5.6)]. Z geometrycznej analizy rys. 17b (linia przerywana) wynika, że w tym przypadku byłoby możliwe skrócenie warstwy słabo domieszkowanej o połowę. Jest to jednak sytuacja nierzeczywista ze względów technologicznych – warstwa słabo domieszkowana musi posiadać określony typ przewodnictwa, co najmniej o pewnej minimalnej koncentracji domieszek (która jest rzędu  $10^{13} \text{ cm}^{-3}$ ).

Przy skończonej koncentracji domieszek górny bok trapezu będzie miał pewne nachylenie, a związaną z tym utratę pola trzeba zrekompensować przez nieco większą szerokość warstwy słabo domieszkowanej  $W_{N2}$ . Uzyskany w ten sposób rozkład natężenia pola elektrycznego przedstawia na rys. 17b zakresowany trapez. Pole tego trapezu – wyrażające się wzorem (5.33) – oraz pole trójkąta odpowiadającego strukturze bez przebicia skrośnego o tej samej wytrzymałości – wyrażające się wzorem (5.19), są w tym przypadku równe.

Skrócenie warstwy słabo domieszkowanej może przynieść duże korzyści w stanie przewodzenia i stanach przełączania. Zagadnienie to zostanie poruszone w rozdziale 6.

## 5.4. Uzupełnienie wiadomości o złączach

### 5.4.a. Pojemność złączowa

W obszarze ładunku przestrzennego zgromadzony jest pewien ładunek – jak powiedzieliśmy, wynikający z obecności atomów domieszek pozbawionych swobodnych nośników ładunku, które to nośniki zostały usunięte przez odpowiednio skierowane pole elektryczne. Obecność ładunku przy jednoczesnym występowaniu napięcia (równego polu powierzchni pod rozkładem natężenia pola) można opisać matematycznie jako pojemność, gdyż na tym właśnie polega działanie kondensatora.

Zasadniczo interesująca jest nie bezwzględna wartość pojemności (iloraz ładunku i napięcia), ale pojemność różniczkowa, mówiąca, o ile zmieni się zgromadzony ładunek w wyniku określonej zmiany napięcia odłożonego na złączu. **Pojemnością złączową** (ang. *junction capacitance*) nazywamy więc pochodną ładunku zgromadzonego w obszarze ładunku przestrzennego względem napięcia odłożonego na tym obszarze:

$$C_j = \frac{\Delta Q_{sc}}{dU_{sc}} \quad (5.34)$$

Jak wszystkie pojemności charakterystyczne dla struktur półprzewodnikowych, pojemność złączowa wyrażana jest na jednostkę powierzchni (przekroju złącza). Również ładunek  $Q_{sc}$  oznacza więc faktycznie gęstość powierzchniową ładunku. Jest to podejście standardowe, dlatego nie znajduje odzwierciedlenia w oznaczeniach.

Skorzystajmy ze znanej zależności dla kondensatora płaskiego

$$C = \frac{\varepsilon A}{d} \Rightarrow C_u = \frac{\varepsilon}{d} \quad (5.35)$$

gdzie  $C_u$  oznacza pojemność jednostkową (na jednostkę powierzchni). Wzór ten opisuje pojemność związaną ze strukturą zbudowaną z pewnego materiału o przenikalności elektrycznej  $\varepsilon$  (w naszym przypadku z krzemu), który ma własności izolacyjne i rozmiar  $A \times d$ . Przy tym rozmiar  $d$  występuje w kierunku przyłożonego napięcia, zaś pole powierzchni  $A$  jest polem powierzchni przekroju prostopadłego do kierunku tego napięcia.

W przypadku rozważanej struktury przedstawionej na rys. 9, pole  $A$  to powierzchnia przekroju złącza – prostopadła do kartki, natomiast kierunek napięcia to kierunek osi  $x$ .  $A$  więc wymiar  $d$  jest równy szerokości obszaru ładunku przestrzennego  $W_{sc}$ . Stąd

$$C_j = \frac{\varepsilon}{W_{sc}} \quad (5.36)$$

Podstawiając zależność uzyskaną dla złącza asymetrycznego  $P^+N^-$  przy polaryzacji zaporowej napięciem  $U_R$  (5.21) otrzymujemy

$$C_j = \varepsilon \cdot \sqrt{\frac{eN_D}{2\varepsilon U_R}} = \sqrt{\frac{\varepsilon e N_D}{2U_R}} \quad (5.37)$$

Otrzymana wartość zależy od wartości przyłożonego napięcia  $U_R$ . Nie jest to dziwne, gdyż zwiększenie tego napięcia powoduje zwiększenie szerokości obszaru ładunku przestrzennego, a więc wymiaru  $d$ . W interpretacji kondensatora płaskiego oznacza to rozsuniecie okładek i zmniejszenie jego pojemności.

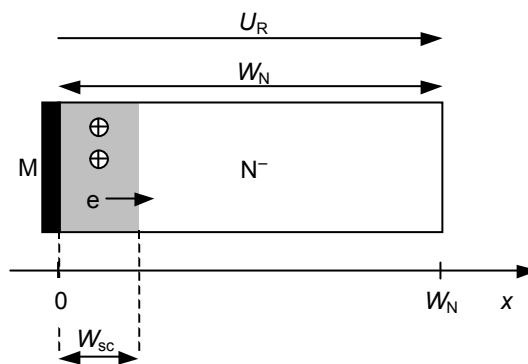


### 5.4.b. Złącze metal-półprzewodnik

Pojemność złączowa opisuje ładunek przestrzenny w dowolnej strukturze. **Szczególnie wyraźnie zaznacza się ona jednak w działaniu struktur unipolarnych** (przewodzących za pośrednictwem nośników jednego rodzaju, patrz par. 6.1). Do takich należy struktura metal-półprzewodnik (ang. *metal-semiconductor structure, MS*). Szczególnym przypadkiem takiej struktury jest połączenie metalu i półprzewodnika słabo domieszkowanego, zwane **złączem Schottky'ego** (ang. *Schottky junction*), którego przekrój przedstawia rys. 18.

Właściwości złącza metal-półprzewodnik wynikają z istnienia różnicy poziomów Fermiego metalu i półprzewodnika. Elektryczne połączenie takich dwóch materiałów prowadzi do powstania bariery potencjału i obszaru ładunku przestrzennego o pewnej szerokości  $W_{sc}$ , w którym występują zjonizowane dodatnio atomy domieszek donorowych. Mechanizm fizyczny z tym związany zostanie wyjaśniony w par. 6.3.a. Szerokość obszaru ładunku przestrzennego jest oczywiście tym większa, im silniejsza polaryzacja wsteczna (w przypadku struktury  $MN^-$  – dodatni potencjał warstwy  $N^-$  względem elektrody metalicznej).

Złącze Schottky'ego (metal – półprzewodnik słabo domieszkowany) wykazuje właściwości identyczne (jakościowo), jak złącze półprzewodnik silnie domieszkowany – półprzewodnik słabo domieszkowany. Złącze  $MN^-$  przedstawione na rys. 18 zachowuje się więc identycznie jak złącze  $P^+N^-$  rozważane wcześniej. Zasadniczo do złącza Schottky'ego stosują się wszystkie najważniejsze zależności wyprowadzone dla asymetrycznego złącza PN, w szczególności (5.19), (5.21), (5.27) i (5.37).



Rys. 18. Złącze metal-półprzewodnik  $MN^-$  przy polaryzacji zaporowej

### 5.4.c. Wielowymiarowość pola elektrycznego

Przyjęcie założenia upraszczającego o jednokierunkowym charakterze zjawisk fizycznych z natury rzeczy musi ograniczać stosowalność uzyskanych wyników. Szczególnie widoczne jest to w przypadku złącza Schottky'ego, którego maksymalna wytrzymałość napięciowa to ok. 100 V i nie można jej poprawić przez zmianę domieszkowania ani szerokości warstwy słabo domieszkowanej.

**W miarę zbliżania się do brzegu płytki krzemowej, linie pola elektrycznego zaczynają się coraz bardziej zakrzywiać.** W wyniku tego krytyczne natężenie pola elektrycznego – które posiada zresztą w tym wypadku nieco inną wartość, określaną jako krytyczne natężenie powierzchniowe – jest osiągane dużo szybciej. Efektu tego nie da się przewidzieć stosując przybliżenie jednowymiarowe, w którym wektor natężenia pola elektrycznego jest zawsze równoległy do osi  $x$ .

W przypadku złącza PN problem ten jest dużo mniej widoczny, jako że samo złącze znajduje się w głębi struktury, a do brzegu płytki dochodzi jedynie na swoich krańcach (brzegu). Tymczasem w złączu MS całe złącze znajduje się na powierzchni krzemu.

**Metody kompensacji efektów powierzchniowych** są stale doskonalone. Ich wspólną cechą jest zasadniczy skutek – modyfikacja rozkładu pola elektrycznego. Można tu wyróżnić:

- 1) kształtowanie powierzchni bocznych płytki krzemowej przez szlifowanie pod odpowiednim kątem lub trawienie;

- 2) umieszczanie w strukturze dodatkowych warstw półprzewodnikowych (pierścienie ograniczające);
- 3) odpowiednie rozmieszczenie i wymiarowanie warstw izolacyjnych i przewodzących nad powierzchnią krzemu,
- 4) wytwarzanie w strukturze dodatkowych złącz wytwarzających pewne pole kompensujące i modyfikujących rozkład pola w całej warstwie słabo domieszkowanej (struktura o zredukowanym polu powierzchniowym RESURF – ang. *reduced surface field*, struktura superzłączowa).

#### 5.4.d. Kontakt omowy

Należy wiedzieć, że właściwości złącza PN nie wykazują struktury metal – półprzewodnik silnie domieszkowany. Ich charakterystyka prądowo-napięciowa ma charakter nie diodowy (napięcie progowe wynikające z bariery energetycznej, blokowanie napięcia wstecznego), ale rezystancyjny. Prąd złącza jest więc zawsze proporcjonalny do napięcia na nim. Złącza te nazywamy w związku z tym **kontaktami omowymi** (ang. *ohmic contacts*).

W praktyce rezystancja kontaktu omowego jest bardzo niska. W większości przypadków **można je traktować jako idealne zwarcie metalowej elektrody z półprzewodnikiem**.

Kontakty omowe są nawet bardziej potrzebne w przyrządach mocy niż złącza Schottky'ego. Dzięki ich istnieniu możliwe jest doprowadzenie napięć i prądów w sposób taki, jakiego się spodziewamy – tj. potencjał elektrody pojawia się od razu na odpowiedniej warstwie półprzewodnika, a prąd elektrody wpływa bez problemu do tej warstwy. W przeciwnym razie – gdyby każde złącze MS było złączem Schottky'ego – z każdą elektrodą przyrządu związana byłaby obecność minidiody.

## 6. Przyrządy półprzewodnikowe mocy w stanie przewodzenia

---

### 6.1. Przewodnictwo unipolarne

#### 6.1.a. Dryft

Z teorii przewodnictwa elektrycznego wynika, że **ruch ładunków (prąd) i pole elektryczne w materiale przewodzącym (przewodniku, półprzewodniku) są ściśle związane** równością (dla przybliżenia jednowymiarowego):

$$J = eN\mu E \quad (6.1)$$

gdzie  $J$  – gęstość prądu,  $N$  – koncentracja ruchomych nośników ładunku (liczba na jednostkę objętości),  $\mu$  – ruchliwość nośników ładunku. Przy czym

$$J = \frac{\Delta I}{A} \quad (6.2)$$

gdzie  $I$  – natężenie prądu płynącego przez materiał przewodzący,  $A$  – pole przekroju powierzchni prostopadłej do kierunku przepływu tego prądu (ruchu ładunków); z kolei

$$\mu = \frac{\Delta v}{E} \quad (6.3)$$

gdzie  $v$  – średnia prędkość unoszenia nośników poddanych oddziaływaniu pola elektrycznego o natężeniu  $E$ .

Mechanizm przewodzenia opisywany równaniem (6.1) nazywamy **dryftem** (ang. *drift*). Wynika on z bezpośredniego oddziaływania pola elektrycznego na nośnik ładunku (elektron lub dziurę).

**Na zjawisku dryftu opiera się najprostszy mechanizm przewodzenia prądu w półprzewodniku – przewodnictwo unipolarne.** Jak już wspomnieliśmy (patrz par. 4.4.e), termin „unipolarne” oznacza, że w przewodzeniu bierze udział zasadniczo tylko jeden typ nośników – dziury albo elektrony. Klasyfikując przyrządy pod tym względem mamy oczywiście na myśli przewodzenie prądu głównego.

W przyrządach półprzewodnikowych zawsze obecne są złącza (półprzewodnik-półprzewodnik lub co najmniej metal-półprzewodnik na kontaktach elektrod). Jeżeli dokładnie przyjrzeć się procesom fizycznym, to w obszarze złącza zawsze istnieje zarówno pewien prąd dziurowy, jak i pewien prąd elektronowy. W każdej warstwie półprzewodnikowej w stanie równowagi jest też niezerowa koncentracja zarówno dziur, jak i elektronów. Należy więc zastrzec, że **klasyfikując mechanizmy przewodnictwa, bierzemy pod uwagę wyłącznie prądy o znaczącej wartości (względem prądu całkowitego, tj. sumy prądów dziurowych i elektronowych) i płynące w**

**znaczącej części struktury** – tak, że w widoczny sposób wpływają na działanie rozpatrywanego przyrządu.

### 6.1.b. Równowaga termodynamiczna półprzewodnika

**Równowagę termodynamiczną** definiuje się jako stan, w którym tyle samo elektronów i dziur jest generowanych, co rekombinuje. Można wykazać, że w stanie tym

$$n_0 p_0 = n_i^2 \quad (6.4)$$

gdzie  $n_0$  – równowagowa koncentracja elektronów,  $p_0$  – równowagowa koncentracja dziur,  $n_i$  – koncentracja nośników w półprzewodniku samoistnym (niezdomieszkowanym), która wyraża się wzorem

$$n_i = \sqrt{N_c N_v} \cdot \exp\left(-\frac{W_g}{2kT}\right) \quad (6.5)$$

gdzie  $N_c$  i  $N_v$  – efektywna gęstość stanów odpowiednio w paśmie przewodzenia i walencyjnym,  $W_g$  – szerokość przerwy energetycznej. Dla krzemu w temperaturze 300 K daje to  $n_i = 9,65 \cdot 10^9 \text{ cm}^{-3}$ .

Dla półprzewodnika typu N o koncentracji domieszek donorowych  $N_D$

$$\begin{aligned} n_{n0} &= N_D \\ p_{n0} &= \frac{n_i^2}{N_D} \end{aligned} \quad (6.6)$$

natomiast dla półprzewodnika typu P o koncentracji domieszek akceptorowych  $N_A$

$$\begin{aligned} p_{p0} &= N_A \\ n_{p0} &= \frac{n_i^2}{N_A} \end{aligned} \quad (6.7)$$

### 6.1.c. Ilościowy opis dryftu

Rozważmy więc warstwę półprzewodnika typu N przedstawioną na rys. 19, o stałej koncentracji domieszek  $N_D$ , szerokości (wymiar równoległy do przyłożonego pola elektrycznego)  $W_N$  i polu przekroju poprzecznego  $A$ . W przypadku półprzewodnika w ogólnym przypadku na prąd składa się ruch elektronów i ruch dziur, a więc

$$J = J_n + J_p = en\mu_n E + ep\mu_p E = e(n\mu_n + p\mu_p)E \quad (6.8)$$

gdzie  $n$  i  $p$  – koncentracje odpowiednio elektronów i dziur.

Zwróćmy uwagę, że znak (a więc zwrot wektora) gęstości prądu dryftowego nie zależy od typu nośników. Przenoszą one bowiem ładunek o przeciwnym znaku, jednak poruszają się (pod wpływem tak samo skierowanego pola) w różne strony. Dlatego **prąd obu typów nośników płynie w tym samym kierunku**.

Koncentracje dziur i elektronów w stanie równowagi termodynamicznej łączy zależność (6.4). W rozważanym przypadku  $n_0 = N_D$ . Przypomnijmy, że minimalna ze względów technologicznych koncentracja domieszek jest rzędu  $10^{13} \text{ cm}^{-3}$ . W związku z tym w temperaturze 300 K, w warunkach równowagi, koncentracja elektronów będzie co najmniej ok. 7 rzędów wielkości większa od koncentracji dziur. **Udział nośników mniejszościowych** (w rozważanym przypadku – dziur) **w zjawiskach fizycznych jest więc pomijalny**. Uwzględniając powyższe, z równości (6.8) otrzymujemy

$$J \approx J_n = e\mu_n N_D E \quad (6.9)$$

Stosunek gęstości prądu do natężenia pola elektrycznego nazywa się **konduktywnością** (*przewodnością właściwą*, ang. *conductivity*)

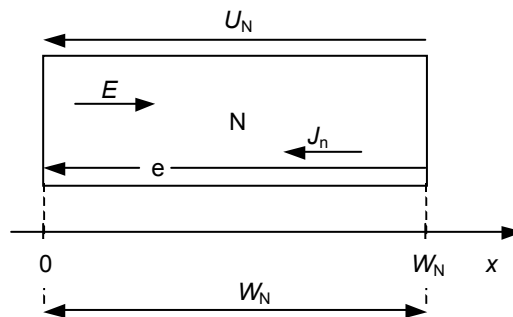
$$\sigma = \frac{\Delta J}{E} \quad (6.10)$$

Przewodność właściwa mówi, jak intensywny jest ruch nośników ładunku w materiale przewodzącym pod wpływem pola elektrycznego o określonym natężeniu. Ogólnie z (6.1) wynika, że

$$\sigma = e\mu N \quad (6.11)$$

natomiast w rozważanym obecnie przypadku warstwy N

$$\sigma = e\mu_n N_D \quad (6.12)$$



Rys. 19. Prąd dryftowy w warstwie półprzewodnikowej typu N

#### 6.1.d. Zmienność ruchliwości

Ruchliwość nośników nie jest parametrem stałym. Prędkość ruchu nośników nie może być zwiększana (w miarę wzrostu natężenia pola elektrycznego) w nieskończoność. Począwszy od pewnej wartości, występującej dla natężenia pola rzędu  $10^5$ – $10^6$  V/m, prędkość nośników zaczyna się nasycać, tj. ustalać na stałym poziomie. Wynika to z częstszych zderzeń z węzłami sieci krystalicznej. Zgodnie z definicją (6.3), ustalenie się prędkości mimo wzrostu natężenia pola oznacza spadek ruchliwości. W konsekwencji spada również konduktywność półprzewodnika.

Ruchliwość, a zatem konduktywność, spada również wraz ze wzrostem temperatury. Wynika to z większego prawdopodobieństwa zderzeń z węzłami sieci, których amplituda drgań rośnie. Jest zrozumiałe, że prawdopodobieństwo zderzeń rośnie także ze wzrostem liczby atomów domieszek, a także ze wzrostem liczby swobodnych nośników. Te dwa czynniki oddziałują więc na konduktywność również ujemnie.

#### 6.1.e. Spadek potencjału

Jak stwierdziliśmy w par. 4.2.d, dla załączonego łącznika półprzewodnikowego prąd stanowi wymuszenie, natomiast odpowiedzią jest napięcie na tym łączniku odłożone w wyniku przepływu tego prądu – zwane *spadkiem potencjału* (ang. *voltage drop*, patrz przypis 4 na s. 32). Dlatego często parametrem użyteczniejszym jest **rezystywność** (*opór właściwy*, ang. *resistivity*), stanowiąca odwrotność konduktywności:

$$\rho = \frac{\Delta 1}{\sigma} \quad (6.13)$$

Napięcie odłożone na warstwie półprzewodnikowej można w ogólnym przypadku obliczyć, dzieląc tę strukturę na nieskończenie krótkie fragmenty o długości  $dx$  i zakładając, że w każdym

takim fragmencie gęstość prądu, natężenie pola elektrycznego i koncentracje nośników są stałe. Wówczas, korzystając z definicji potencjału (5.1) [s. 75],

$$J = \sigma E = \sigma \frac{dV}{dx} \quad (6.14)$$

gdzie  $dV$  jest napięciem na fragmencie  $dx$ . Stąd

$$dV = \frac{J dx}{\sigma} = \rho J dx \quad (6.15)$$

a napięcie odłożone na całej warstwie (w ogólności o pewnej szerokości  $W$ )

$$U = \int_0^W dV = \int_0^W \rho J dx \quad (6.16)$$

przy czym ogólnie rzecz biorąc rezystywność może być zmienna wzdłuż osi  $x$ .

W rozpatrywanym przypadku warstwy N z przewodnictwem unipolarnym rezystywność jest stała i wynosi

$$\rho = \sigma^{-1} = (e\mu_n N_D)^{-1} \quad (6.17)$$

Stąd napięcie, które odkłada się na tej warstwie w wyniku przepływu prądu o natężeniu  $I$ , wynosi

$$U_N = \int_0^{W_N} \rho J dx = \rho J \int_0^{W_N} dx = \rho W_N J = \frac{W_N}{\sigma} J = \frac{W_N}{e\mu_n N_D A} I \quad (6.18)$$

#### 6.1.f. Wpływ parametrów warstwy na spadek potencjału

Uzyskany wynik prowadzi do kilku bardzo istotnych wniosków na temat przewodnictwa unipolarnego. Napięcie odłożone na przyrządzie jest:

- 1° **wprost proporcjonalne do prądu**, gdyż wszystkie czynniki (poza prądem) są stałe;

Przekonamy się później, jak to wygląda dla przewodnictwa bipolarnego.

- 2° **odwrotnie proporcjonalne do pola przekroju**;

Wnioskujemy, że aby uzyskać przyrząd półprzewodnikowy, który mógłby przewodzić większy prąd przy niezmiennym spadku potencjału, należałoby zwiększyć pole przekroju  $A$ .

- 3° **proporcjonalne do szerokości warstwy i odwrotnie proporcjonalne do poziomu domieszkowania**;

Wnioskujemy, że dla przyrządów wysokonapięciowych spadek potencjału będzie duży i tym większy, im większa wytrzymałość napięciowa, gdyż – jak wykazaliśmy w par. 5.2.e – jej zwiększenie wymaga wydłużenia warstwy słabo domieszkowanej i obniżenia poziomu domieszkowania.

- 4° **odwrotnie proporcjonalne do ruchliwości nośników**.

Wnioskujemy, że – ze względu na ok. 3-krotnie niższą ruchliwość dziur – dla warstw typu P spadek potencjału będzie wyższy niż dla warstw N o identycznych pozostałych parametrach. A więc przyrządy unipolarne typu N lepiej nadają się do zastosowania w elektronice mocy.

Wniosek z punktu 3 dla struktur bez przebicia skrośnego (o grubej warstwie słabo domieszkowanej) można łatwo przedstawić ilościowo. Korzystając ze wzorów (5.22) i (5.24) [s. 80]

można uzależnić czynnik  $W_N/N_D$ , występujący w zależności (6.18), od wytrzymałości napięciowej  $U_{br}$ :

$$\frac{W_N}{N_D} = \sqrt{\frac{2\varepsilon U_{br}}{e} \frac{1}{N_D^3}} = \sqrt{\frac{2\varepsilon U_{br}}{e} \frac{8e^3 U_{br}^3}{\varepsilon^3 E_{crit}^6}} = \frac{4e U_{br}^2}{\varepsilon E_{crit}^3} \quad (6.19)$$

Z powyższego i wzoru (6.18) wynika więc, że spadek potencjału na warstwie przewodzącej unipolarnie jest proporcjonalny do kwadratu potencjalnej wytrzymałości napięciowej związanej z tą warstwą:

$$U_N \propto U_{br}^2 \quad (6.20)$$

Jest to bardzo istotna zależność, łącząca stan przewodzenia i stan blokowania przrządów unipolarnych.

## 6.2. Złącze PN

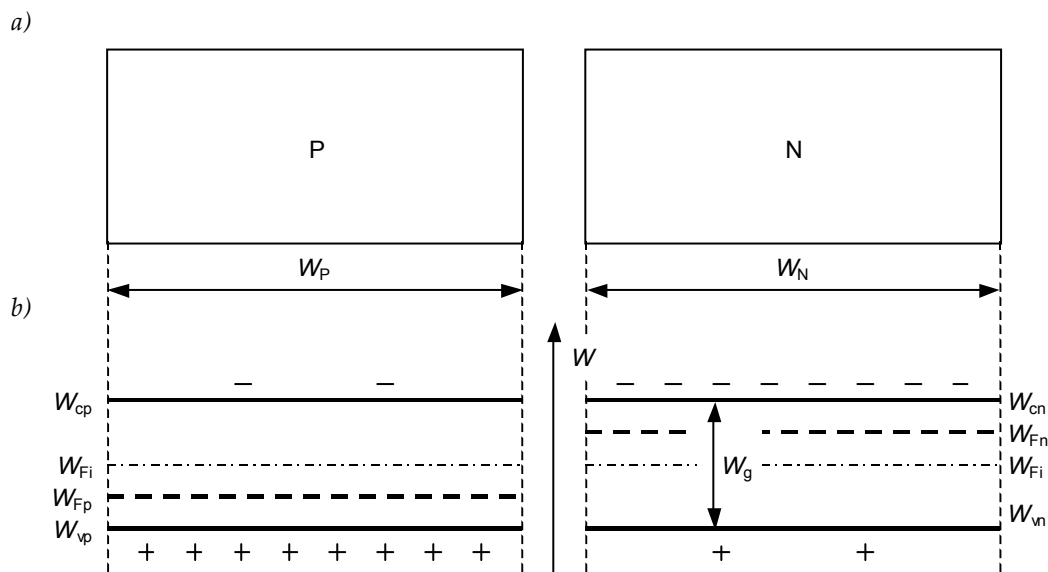
### 6.2.a. Poziomy energetyczne

Własności półprzewodnika w dziedzinie poziomów energetycznych syntetycznie charakteryzuje **energia Fermiego**  $W_{Fi}$ , czyli statystyczna średnia energia swobodnego nośnika ładunku. W półprzewodniku niedomieszkowanym koncentracje dziur, znajdujących się na poziomie  $W_v$ , i elektronów, znajdujących się na poziomie  $W_c$ , są równe i wynoszą  $n_i$ . Dlatego średnia energia statystycznego nośnika wynosi

$$W_{Fi} = \frac{W_c + W_v}{2} \quad (6.21)$$

Tak więc poziom Fermiego  $W_{Fi}$  leży dokładnie pośrodku pasma zabronionego (przerwy energetycznej)  $W_g$ .

Rozważmy teraz dwie bryły półprzewodnika o różnym typie przewodnictwa – N i P, które początkowo są odizolowane (rys. 20). Dla uproszczenia rozważań i rysunków założymy dodatkowo, że koncentracja domieszek donorowych  $N_D$  w półprzewodniku N i domieszek akceptorowych  $N_A$  w półprzewodniku P są sobie równe.



Rys. 20. Dwie odizolowane warstwy półprzewodnikowe P i N (przy założeniu równych koncentracji domieszek  $N_A$  i  $N_D$ ): a) przekrój; b) układ poziomów energetycznych

W półprzewodniku typu N koncentracja elektronów jest większa niż koncentracja dziur, więc w średniej przeważa energia elektronów. Dlatego energia Fermiego  $W_{Fn}$  znajduje się bliżej energii pasma przewodnictwa  $W_{cn}$ . Im większa koncentracja domieszek, tym większy udział energii elektronów w średniej, a więc mniejsza odległość energii Fermiego od pasma przewodnictwa. Ilościowo (w stanie równowagi termodynamicznej) opisuje to zależność wynikająca z tzw. statystyki Boltzmana:

$$W_{Fn} - W_{Fi} = kT \ln \left( \frac{n_{n0}}{n_i} \right) \quad (6.22)$$

Przeciwnie w półprzewodniku typu P – energia Fermiego  $W_{Fp}$  znajduje się bliżej energii pasma walencyjnego  $W_{vp}$ , gdyż większą koncentrację mają dziury. Ilościowo



$$W_{Fi} - W_{Fp} = kT \ln \left( \frac{p_{p0}}{n_i} \right) \quad (6.23)$$

### 6.2.b. Potencjał dyfuzyjny

Przeprowadźmy teraz doświadczenie wirtualne (nierealizowalne w praktyce), stykając rozważane bryły półprzewodnika ze sobą (rys. 21a). Powstaje w ten sposób złącze PN – symetryczne o ile podtrzymamy założenie  $N_D = N_A$ . Zgodnie z wyżej podanymi zależnościami, w tak powstałej strukturze występować będzie nierównomierny rozkład elektronów (których więcej będzie w warstwie N) i dziur (których więcej będzie w warstwie P). Układ ten wykazywać więc będzie **naturalną tendencją do wyrównania koncentracji**.

Tendencja ta realizuje się przez **przepływ elektronów z warstwy N do warstwy P i dziur z warstwy P do warstwy N**. To jednak powoduje pozostawienie w obszarze przyłączeniowym atomów domieszek pozbawionych wolnych nośników. W warstwie N są to atomy domieszek donorowych pozbawione elektronu, a więc zjonizowane dodatnio; w warstwie P – atomy domieszek akceptorowych pozbawione dziury, a więc zjonizowane ujemnie.

Powstaje więc obszar ładunku przestrzennego, z którym związane jest występowanie pola elektrycznego. Pole to jest skierowane w lewo, gdyż nośnik dodatni byłby w tę stronę odpychany przez ładunki dodatnie i przyciągany przez ujemne. Patrząc od innej strony, **pole wytwarza się w takim kierunku, aby utrzymać pewien stan równowagi**, tzn. przeciwdziałać mechanizmowi dyfuzji, dążącemu do przepływu nośników w odwrotnym kierunku.

Zjawisko to można również analizować odwołując się do pasm energetycznych. Jeżeli warstwy są połączone, to znajdują się na tym samym potencjale elektrycznym. W tłumaczeniu na język energii oznacza to, że średnia energia swobodnych nośników – a więc poziom Fermiego – jest w obu warstwach jednakowa. **Stan ten jest osiągnięty poprzez odpowiednie ustawienie poziomów  $W_c$  i  $W_v$** . Będą więc one przesunięte względem siebie (rys. 21b) o wartość

$$\Delta W_d = W_{cn} - W_{cp} = W_{vn} - W_{vp} \quad (6.24)$$

Przesunięcie to nazywamy **barierą energetyczną** (ang. *energy barrier*). Stanowi ono bowiem przeszkodę dla ruchu nośników, które nie mogą przejść z warstwy N do warstwy P swobodnie – wymagane jest do tego zwiększenie ich energii właśnie o  $\Delta W_d$ .

Potencjał elektryczny łączy z energią zależność

$$\Delta W = -e\Delta V \quad (6.25)$$

Wytworzonej różnicy poziomów energetycznych można więc przypisać pewną równoważną różnicę potencjałów

$$\varphi_d = -\frac{\Delta W_d}{e} \quad (6.26)$$

którą nazywa się **potencjałem dyfuzyjnym** (ang. *diffusion potential*).

W przypadku krzemu potencjał dyfuzyjny jest rzędu ułamka wolta. Wynika to z faktu, że w skrajnym przypadku nieskończenie wysokiej koncentracji domieszek w obu warstwach, różnica  $\Delta W$  byłaby równa szerokości przerwy energetycznej  $W_g = 1,1$  eV. Stąd maksymalny teoretyczny potencjał dyfuzyjny wynosi 1,1 V. Przypomnijmy bowiem, że

$$W[\text{eV}] = \frac{W[\text{J}]}{e[\text{C}]} \quad (6.27)$$

a więc energii wyrażonej w elektronowoltach odpowiada różnica potencjałów o tej samej wartości liczbowej w woltach.

Porównanie rys. 20b i 21b prowadzi do wniosku, że wysokość bariery energetycznej  $\Delta W_d$ , zdefiniowana wzorem (6.24), jest sumą odległości poziomu Fermiego  $W_F$  od poziomu  $W_{Fi}$  w półprzewodniku typu P i w półprzewodniku typu N, przy czym ma ona znak ujemny:

$$\Delta W_d = -[(W_{Fi} - W_{Fp}) + (W_{Fn} - W_{Fi})] = W_{Fp} - W_{Fn} \quad (6.28)$$

Wyliczając  $W_{Fp}$  i  $W_{Fn}$  z zależności (6.22) i (6.23), otrzymujemy

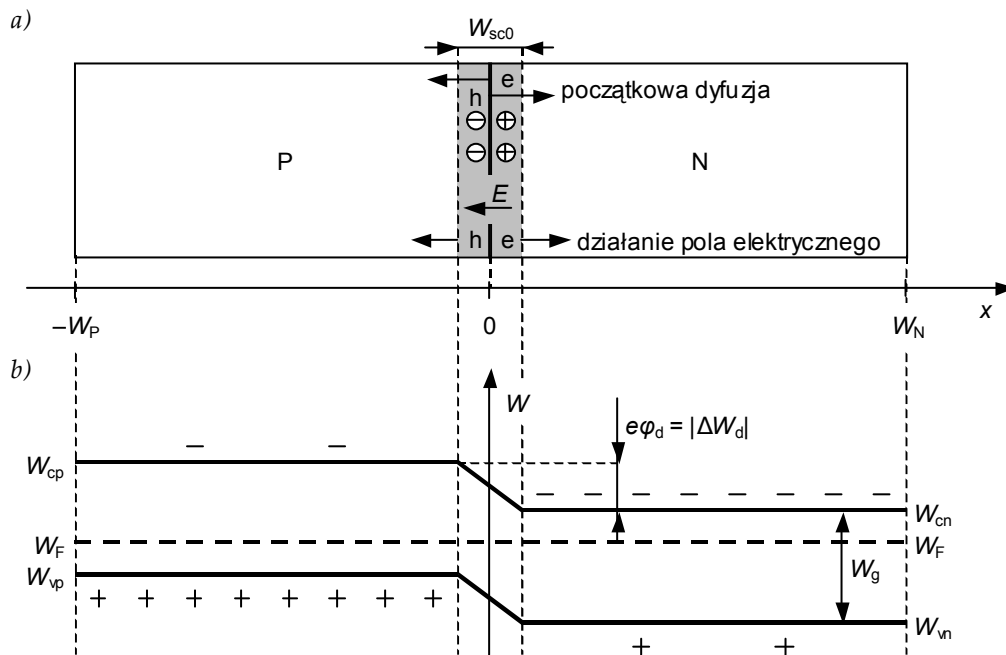
$$\Delta W_d = W_{Fi} - kT \ln\left(\frac{p_{p0}}{n_i}\right) - W_{Fi} - kT \ln\left(\frac{n_{n0}}{n_i}\right) = -kT \left[ \ln\left(\frac{p_{p0}}{n_i}\right) + \ln\left(\frac{n_{n0}}{n_i}\right) \right] = -kT \ln\left(\frac{n_{n0} p_{p0}}{n_i^2}\right) \quad (6.29)$$

Podstawiając powyższe do (6.26) i uwzględniając (6.6) i (6.7), dostajemy wyrażenie na potencjał dyfuzyjny w postaci

$$\varphi_d = \frac{kT}{e} \ln\left(\frac{n_{n0} p_{p0}}{n_i^2}\right) = \frac{kT}{e} \ln\left(\frac{N_D N_A}{n_i^2}\right) \quad (6.30)$$

Od tej wartości zależy szerokość obszaru ładunku przestrzennego zgodnie z zależnością analogiczną do (5.21) [s. 79], z tym, że koncentracja wypadkowa  $N^1 = N_A^{-1} + N_D^{-1}$ :

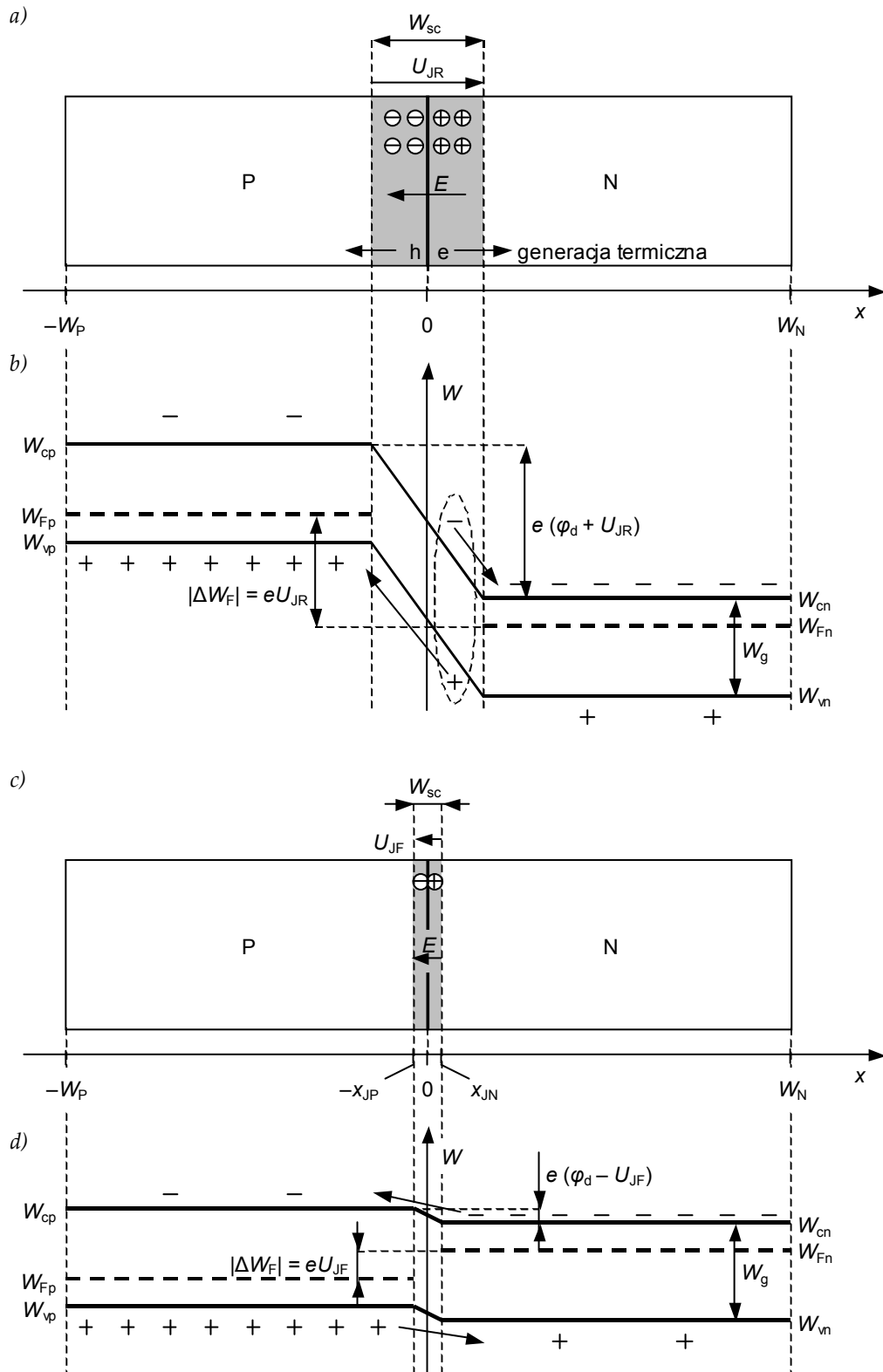
$$W_{sc0} = \sqrt{\frac{2\varepsilon}{e} \frac{N_A + N_D}{N_A N_D}} \varphi_d \quad (6.31)$$



Rys. 21. Symetryczne złącze PN w stanie równowagi termodynamicznej: a) przekrój struktury; b) uproszczony układ poziomów energetycznych

### 6.2.c. Stan nierównowagi

Przykładając do złącza zewnętrzne napięcie, wytrącamy je ze stanu równowagi termodynamicznej. Dodatkowy potencjał powoduje odpowiednie przesunięcie poziomów energetycznych zgodnie z zależnością (6.25). Załóżmy najpierw, że napięcie polaryzujące  $U_{JR}$  skierowane jest od warstwy P do warstwy N, tj. potencjał warstwy N jest dodatni względem warstwy P (rys. 22ab).



Rys. 22. Symetryczne złącze PN w stanie nierównowagi: a), b) polaryzacja w kierunku zaporowym; c), d) polaryzacja w kierunku przewodzenia

Taka polaryzacja zewnętrzna **zwiększy już istniejącą barierę energetyczną**, gdyż zgodnie z zależnością (6.25) oznacza zmniejszenie energii w stronę rosnącego potencjału, a więc mniejszą energię pasm w warstwie N względem energii pasm w warstwie P (patrz rys. 22b). **Poziomy Fermiego obu warstw rozsuna się**, gdyż obie warstwy nie znajdują się już na tym samym potencjale. Rozsunięcie to odbędzie się o wartość wynikającą z zależności (6.25):

$$\Delta W_F = W_{Fp} - W_{Fn} = -e(-U_{JR}) = eU_{JR} \quad (6.32)$$

Dodatkowo szerokość obszaru ładunku przestrzennego zwiększy się do wartości

$$W_{sc} = \sqrt{\frac{2\varepsilon}{e} \frac{N_A + N_D}{N_A N_D} (\varphi_d + U_{JR})} \quad (6.33)$$

Podwyższenie bariery energetycznej i poszerzenie obszaru ładunku przestrzennego oznacza dalsze utrudnienie ruchu nośników przez złącze. Jak już wiemy (zob. par. 5.1.b), taką polaryzację złącza nazywamy **polaryzacją w kierunku zaporowym** (ang. *reverse bias*).

Przy polaryzacji zaporowej przez złącze płynie jedynie niewielki **prąd upływu** (ang. *leakage current*). Tworzą go dziury i elektrony generowane termicznie w obszarze ładunku przestrzennego i usuwane stamtąd przez pole elektryczne. Prąd ten narasta wraz z napięciem wstecznym, gdyż w większej objętości generowanych jest więcej par nośników.

#### 6.2.d. Stan przewodzenia

Przeciwny efekt uzyskuje się polaryzując warstwę P dodatnio względem warstwy N (rys. 22c). Jeżeli napięcie przyłożone do złącza w tym kierunku ma pewną wartość  $U_{JF}$ , to spowoduje ono **zmniejszenie bariery potencjału** o wartość

$$\Delta W_F = W_{Fp} - W_{Fn} = -eU_{JF} \quad (6.34)$$

Jednocześnie nastąpi zmniejszenie natężenia pola elektrycznego  $E$  i szerokości obszaru ładunku przestrzennego  $W_{sc}$  (rys. 22d).

W efekcie ułatwiona zostanie dyfuzja nośników. Przy odpowiednio dużym napięciu polaryzującym **tendencja do dyfuzji przeważa nad oddziaływaniem pola elektrycznego**, co oznacza, że złącze wchodzi w stan przewodzenia. Rozważaną polaryzację złącza nazywamy więc **polaryzacją w kierunku przewodzenia** (ang. *forward bias*) i mówimy o **wstrzykiwaniu nośników** (ang. *carrier injection*) poprzez złącze.

W warunkach nierównowagi zależność (6.4) ulega modyfikacji do postaci

$$np = n_i^2 \exp\left(\frac{W_{Fn} - W_{Fp}}{kT}\right) \quad (6.35)$$

Oznaczając przez  $\Delta p_n$  koncentrację dodatkowych dziur dyfundujących do warstwy N, dla współrzędnej  $x_{JN}$  (koniec obszaru ładunku przestrzennego) otrzymujemy

$$np = (p_{n0} + \Delta p_n)n_{n0} = n_i^2 \exp\left(\frac{W_{Fn} - W_{Fp}}{kT}\right) \quad (6.36)$$

Uwzględniając (6.6) i (6.34),

$$p_{n0} + \Delta p_n = \frac{n_i^2}{n_{n0}} \exp\left(\frac{eU_{JF}}{kT}\right) = p_{n0} \exp\left(\frac{eU_{JF}}{kT}\right) \quad (6.37)$$

stąd

$$\Delta p_n(x_{JN}) = p_{n0} \left[ \exp\left(\frac{eU_{JF}}{kT}\right) - 1 \right] = \frac{n_i^2}{N_D} \left[ \exp\left(\frac{eU_{JF}}{kT}\right) - 1 \right] \quad (6.38)$$

Analogicznie dla współrzędnej  $-x_{JP}$  można otrzymać

$$\Delta n_p(-x_{JP}) = n_{p0} \left[ \exp\left(\frac{eU_{JF}}{kT}\right) - 1 \right] = \frac{n_i^2}{N_A} \left[ \exp\left(\frac{eU_{JF}}{kT}\right) - 1 \right] \quad (6.39)$$

Zależność (6.38) można przekształcić do postaci umożliwiającej wyznaczenie spadku potencjału na złączu:

$$U_{JF} = \frac{kT}{e} \ln \left( \frac{\Delta p_n(x_{JN}) \cdot N_D}{n_i^2} + 1 \right) \quad (6.40)$$

Jeżeli koncentracja wstrzykiwanych nośników jest dużo większa od koncentracji równowagowej, tj.  $\Delta p_n(x_{JN}) \gg p_{n0} = n_i^2/N_D$ , to pierwszy składnik pod nawiasem jest dużo większy od 1, co pozwala uprościć powyższą zależność do

$$U_{JF} = \frac{kT}{e} \ln \left( \frac{\Delta p_n(x_{JN}) \cdot N_D}{n_i^2} \right) \quad (6.41)$$

### 6.3. Złącza innych rodzajów

#### 6.3.a. Złącze Schottky'ego w stanie równowagi

Jak już stwierdziliśmy w par. 5.4.b, złącze Schottky'ego  $MN^-$  wykazuje zachowanie bardzo podobne do złącza asymetrycznego  $P^+N^-$ . Przede wszystkim, **połączenie metalu z półprzewodnikiem prowadzi do powstania bariery energetycznej**. Wynika ona z różnicy poziomów Fermiego w odizolowanych przewodniku i półprzewodniku (w metalu istnieje wyłącznie pasmo przewodnictwa, a więc energia Fermiego jest energią tego pasma). Na rys. 23b różnica ta została uwidoczniła przez odniesienie poziomów energetycznych w obu materiałach do poziomu energetycznego próżni  $W_{vac}$ , gdzie odległość  $\chi$  (wyrażoną w jednostkach potencjału) nazywa się **powinowactwem elektronowym** (ang. *electron affinity*) półprzewodnika, zaś  $\varphi_m$  – **pracą wyjścia** (ang. *work function*) metalu.

Połączenie materiałów M i  $N^-$  (rys. 23c) wymusza ustanowienie wspólnego poziomu Fermiego  $W_F$ . Dokonuje się to przez odpowiednie przesunięcie poziomów półprzewodnika (rys. 23d). Powinowactwo elektronowe nie może jednak ulec zmianie. Stąd zagięcie pasma przewodnictwa i w konsekwencji pasma walencyjnego (gdyż przerwa energetyczna również musi pozostać stała) w bezpośrednim sąsiedztwie metalu.

Zagięcie poziomów ma miejsce na pewnym odcinku  $W_{sc0}$ , w którym – jak widać – poziom Fermiego znajduje się bliżej pasma walencyjnego niż w głębi półprzewodnika. Oznacza to mniejszą koncentrację elektronów, a więc istnienie obszaru zubożonego. Tak jak w przypadku złącza PN, **obszar ten traktuje się jak obszar ładunku przestrzennego**, pozbawiony swobodnych nośników. Występuje w nim nieskompensowany dodatni ładunek domieszek donorowych pozbawionych elektronu.

Ładunek zjonizowanych atomów musi zostać zrównoważony przez zaindukowanie w metalu, w bezpośrednim sąsiedztwie półprzewodnika, ładunku ujemnego o takiej samej wartości. Pojawia się w ten sposób pole elektryczne o pewnym natężeniu  $E$ , utrzymujące stan równowagi i usuwające wszelkie nośniki generowane termicznie w obszarze ładunku przestrzennego.

Ruch nośników przez złącze  $MN^-$  jest utrudniony w wyniku istnienia bariery energetycznej. Jak wynika z rys. 23d, po stronie metalu ma ona wysokość

$$e\varphi_B = e(\varphi_m - \chi) \quad (6.42)$$

zaś po stronie półprzewodnika

$$e\varphi_s = e(\varphi_m - \chi) - (W_{cn} - W_F) \quad (6.43)$$

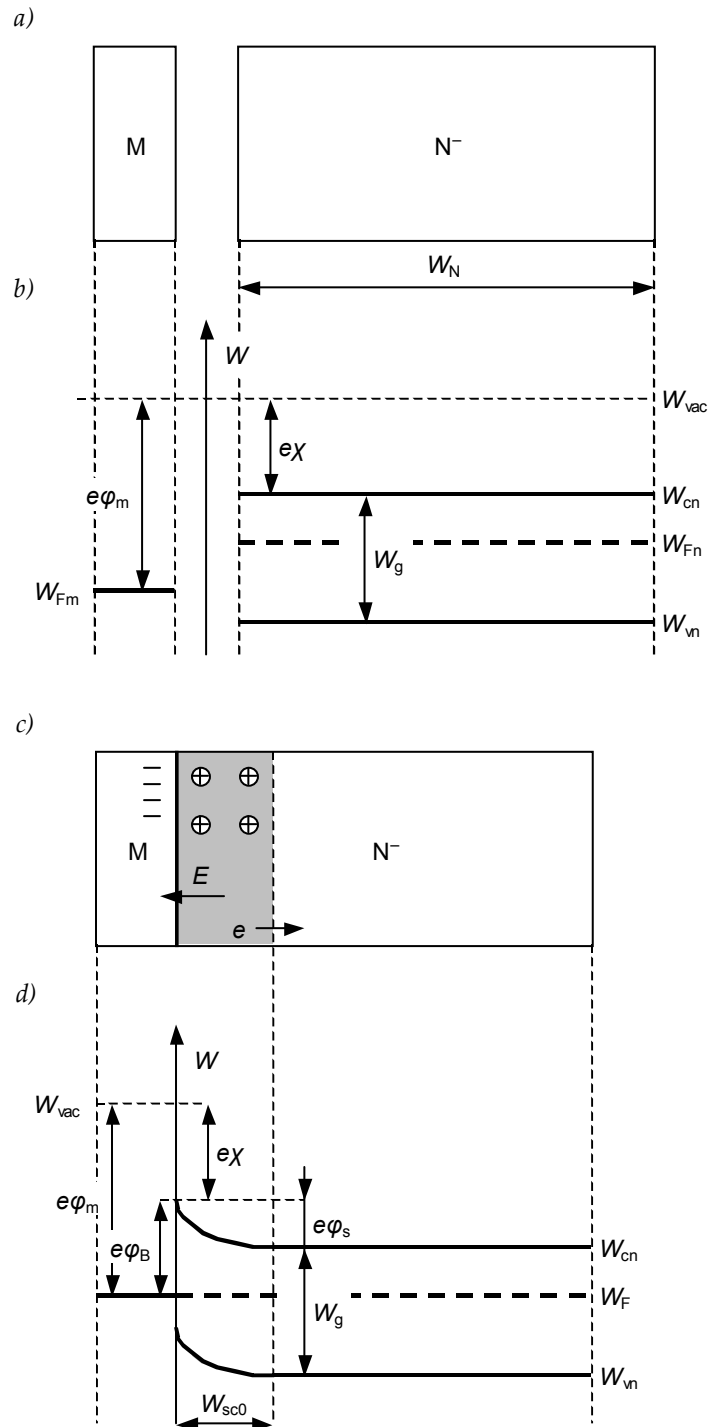
Bariera energetyczna złącza Schottky'ego jest więc silnie zależna od domieszkowania półprzewodnika – które odzwierciedla się w wartości  $W_F$ , oraz od użytego metalu – charakteryzowanego przez pracą wyjścia  $\varphi_m$ . W praktyce **metal dobiera się tak, aby uzyskać barierę potencjału mniejszą niż dla typowych złącz PN** – ok. 0,5 V lub mniej. Istotny wpływ na barierę mają także rozmaite defekty występujące przy powierzchni styku metalu i półprzewodnika. Jest to fakt negatywny, znacznie komplikujący technologię produkcji takich struktur.

Szerokość obszaru ładunku przestrzennego wynika – jak w przypadku złącza PN – z równoważnego potencjału  $\varphi_s$ . Ponieważ występuje on wyłącznie w warstwie  $N^-$  (jak w asymetrycznym złączu PN), więc w stanie równowagi

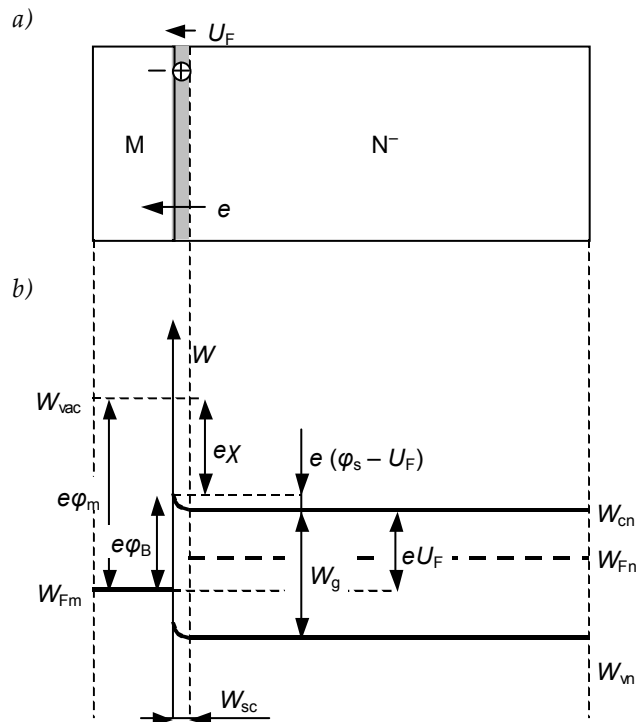
$$W_{sc0} = \sqrt{\frac{2\varepsilon}{eN_D}} \varphi_s \quad (6.44)$$

### 6.3.b. Złącze Schottky'ego w stanie nierównowagi

Podobnie jak w przypadku złącza PN, złącze Schottky'ego można poddać polaryzacji zewnętrznej. Bariera energetyczna  $e\phi_s$  ulega zwiększeniu, jeżeli wymuszony potencjał warstwy  $N^-$  jest wyższy od potencjału metalu, gdyż poziomy energetyczne w głębi półprzewodnika muszą się przesunąć dodatkowo w dół. Oznacza to poszerzenie obszaru ładunku przestrzennego i dalsze utrudnienie ruchu nośników. W tym stanie pole elektryczne usuwa generowane termicznie elektrony z obszaru ładunku przestrzennego, zaś dziury pochodzące z tej generacji przesuwają do granicy metal-półprzewodnik, gdzie rekombinują z elektronami z metalu.



Rys. 23. Przekrój i układ poziomów energetycznych: a), b) odizolowane materiały M i  $N^-$ ; c), d) złącze  $MN^-$



Rys. 24. Złącze MN przy polaryzacji w kierunku przewodzenia: a) przekrój struktury; b) uproszczony układ poziomów energetycznych

W przeciwnym wypadku (potencjał metalu dodatni względem potencjału warstwy N<sup>-</sup>) obszar ładunku przestrzennego kurczy się (patrz rys. 24), a bariera energetyczna po stronie półprzewodnika obniża się o wartość  $eU_F$  (gdzie  $U_F$  jest przyłożonym napięciem). Zwróćmy uwagę, że ze względu na stałość parametrów materiałowych  $\phi_m$  i  $\chi$ , bariera od strony metalu  $e\phi_B$  pozostaje stała.

Obniżenie bariery umożliwia przepływ elektronów z półprzewodnika do metalu i tym samym przewodzenie prądu przez złącze. Pozostałe mechanizmy przewodzenia nie są w przyrządach półprzewodnikowych mocy znaczące. Można wykazać, że – podobnie jak dla złącza PN – prąd złącza zależy wykładniczo od przyłożonego napięcia  $U_J$  zgodnie z zależnością:

$$J = J_s \left[ \exp\left(\frac{eU_J}{kT}\right) - 1 \right] \quad (6.45)$$

przy czym gęstość prądu nasycenia  $J_s$  wyraża się wzorem

$$J_s = R^* T^2 \exp\left(-\frac{e\phi_B}{kT}\right) \quad (6.46)$$

gdzie współczynnik  $R^*$  jest nazywany *stałą Richardsona* i wynosi  $1,2 \cdot 10^6 \text{ Am}^{-2}\text{K}^{-2}$ . Stąd napięcie na złączu w zależności od gęstości przepływającego prądu wynosi

$$U_J = \frac{kT}{e} \ln\left(\frac{J}{J_s} + 1\right) \quad (6.47)$$

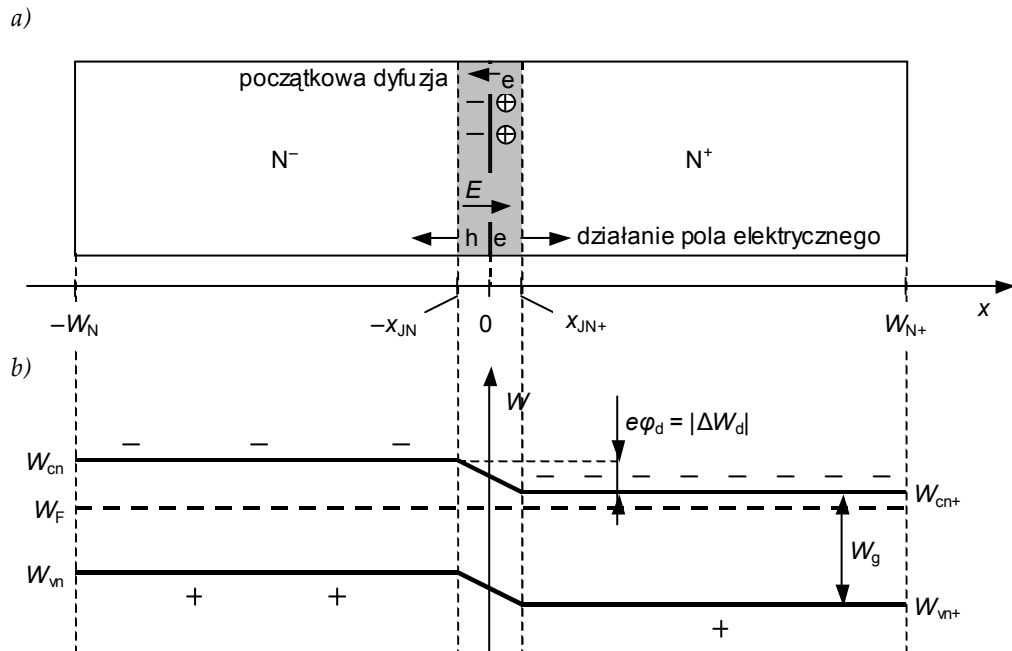
### 6.3.c. Styk warstw o tym samym typie przewodnictwa

Jak stwierdziliśmy w par. 5.2.e, do uzyskania wysokiej wytrzymałości napięciowej przyrządu półprzewodnikowego niezbędne jest występowanie w jego strukturze warstwy słabo domieszkowanej. **Do warstwy słabo domieszkowanej nie można bezpośrednio doprowadzić elektrody**, jako że spowodowałoby to powstanie złącza Schottky'ego (chyba że o to właśnie nam chodzi). Z tego powodu **w bliskości kontaktu wytwarza się dodatkową warstwę silnie**



**domieszkowaną.** W takim razie naturalne dla przyrządów mocy będzie występowanie styków  $N^-N^+$  i  $P^-P^+$ . Jak wiemy z par. 5.3.b, takie połączenia warstw mogą również wynikać z chęci uzyskania struktury PT (odpornej na przebicie skośne).

Dla ustalenia uwagi rozważmy połączenie  $N^-N^+$ , pokazane na rys. 25. Odizolowane warstwy  $N^+$  i  $N^-$  posiadają różne poziomy Fermiego. Dlatego ich złączenie i wyrównanie poziomów Fermiego musi oznaczać powstanie różnicy poziomów pasm  $W_c$  i  $W_v$ . Różnicy tej odpowiada pewne równoważne napięcie, jak w przypadku złącza PN – potencjał dyfuzyjny  $\varphi_d$ .



Rys. 25. Złącze  $N^-N^+$  w stanie równowagi termodynamicznej: a) przekrój struktury; b) uproszczony układ poziomów energetycznych

Potencjał dyfuzyjny można obliczyć z zależności (6.26) [s. 97] uwzględniając, że obecnie [analogicznie do (6.24) i (6.28)]

$$\Delta W_D = W_{cn+} - W_{cn} = -[(W_{Fi} - W_{Fn}) + (W_{Fn+} - W_{Fi})] = W_{Fn} - W_{Fn+} \quad (6.48)$$

gdzie indeks „n+” odnosi się do warstwy silniej domieszkowanej. Korzystając z równości (6.22) i biorąc pod uwagę (6.6), otrzymujemy

$$\begin{aligned} \varphi_d &= -\frac{\Delta W_d}{e} = -\frac{1}{e} \left\{ \left[ W_{Fi} + kT \ln \left( \frac{N_D}{n_i} \right) \right] - \left[ W_{Fi} + kT \ln \left( \frac{N_{D+}}{n_i} \right) \right] \right\} = \\ &= \frac{kT}{e} \left[ \ln \left( \frac{N_{D+}}{n_i} \right) - \ln \left( \frac{N_D}{n_i} \right) \right] = \frac{kT}{e} \ln \left( \frac{N_{D+} n_i}{n_i N_D} \right) = \\ &= \frac{kT}{e} \ln \left( \frac{N_{D+}}{N_D} \right) \end{aligned} \quad (6.49)$$

Dla złącza  $P^+P^-$  otrzymuje się analogiczny wzór:

$$\varphi_d = \frac{kT}{e} \ln \left( \frac{N_{A+}}{N_A} \right) \quad (6.50)$$

### 6.3.d. Złącze NN poddane polaryzacji zewnętrznej

Tak samo jak w przypadku złącza PN, istnienie potencjału złączowego można interpretować również od innej strony. Wynika on z początkowej dyfuzji elektronów z warstwy  $N^+$  do  $N^-$ . Powoduje ona powstanie **niewielkiego obszaru zubożonego** (niedobór elektronów z powodu ich dyfuzji do  $N^-$ ) w warstwie  $N^+$  bezpośrednio przy złączu, oraz po drugiej stronie złącza – **niewielkiego obszaru wzbogaconego** (nadmiar elektronów z powodu ich dyfuzji z  $N^+$ ).

Dyfuzja trwa dotąd, aż między nieskompensowanymi ładunkami obszaru zubożonego i wzbogaconego nie wytworzy się pole elektryczne o takim natężeniu, że dokładnie równoważy tendencję do dyfuzji. Jest więc ono skierowane tak, że zawraca elektrony z warstwy  $N^-$  do  $N^+$  (patrz rys. 25a).

Wymuszenie z zewnątrz polaryzacji warstwy  $N^+$  dodatniej względem  $N^-$  oznacza obniżenie poziomów energetycznych w warstwie  $N^+$  i zwiększenie natężenia pola elektrycznego. Silniejsze będzie więc przeciwdziałanie dyfuzji nośników. Złącza  $N^+N^-$  i  $P^+P^-$  **nie wykazują jednak zdolności całkowitego blokowania przepływu prądu**.

Z kolei wymuszenie polaryzacji warstwy  $N^+$  ujemnej względem  $N^-$  oznacza osłabienie pola elektrycznego i ułatwienie dyfuzji. Oraz na odwrót – wymuszenie dyfuzji dużej liczby nośników przez złącze (czyli przepływu znacznego prądu) będzie oznaczało pojawienie się odpowiednio dużej różnicy potencjałów na krańcach złącza.

Sytuacja wymuszonej dyfuzji ma miejsce, gdy w warstwie  $N^-$  bezpośrednio przy złączu ( $x = -x_{JN}$ ) znajduje się pewna liczba nośników nadmiarowych  $\Delta n(-x_{JN})$ . Wymuszenie dyfuzji dodatkowej liczby nośników zwiększa mianownik pod logarytmem o  $\Delta n(-x_{JN})$ , czyli zmniejsza prawą stronę równania; w konsekwencji również lewa strona równości (6.49) musi ulec zmniejszeniu o pewną wartość  $U_j$ :

$$\varphi_d - U_j = \frac{kT}{e} \ln \left( \frac{N_{D+}}{N_D + \Delta n(-x_{JN})} \right) \quad (6.51)$$

Wartość  $U_j$  odpowiada spadkowi potencjału na złączu obserwowanemu na zewnątrz.

Zakładając, że  $\Delta n \gg N_D$  i uwzględniając (6.49),

$$\begin{aligned} \varphi_d - U_j &\approx \frac{kT}{e} \ln \left( \frac{N_{D+}}{\Delta n(-x_{JN})} \right) = \frac{kT}{e} \ln \left( \frac{N_{D+} N_D}{\Delta n(-x_{JN}) N_D} \right) = \\ &= \frac{kT}{e} \left[ \ln \left( \frac{N_{D+}}{N_D} \right) + \ln \left( \frac{N_D}{\Delta n(-x_{JN})} \right) \right] = \varphi_d + \frac{kT}{e} \ln \left( \frac{N_D}{\Delta n(-x_{JN})} \right) \end{aligned} \quad (6.52)$$

Po zredukowaniu  $\varphi_d$  otrzymujemy ostatecznie

$$U_j = -\frac{kT}{e} \ln \left( \frac{N_D}{\Delta n(-x_{JN})} \right) = \frac{kT}{e} \ln \left( \frac{\Delta n(-x_{JN})}{N_D} \right) \quad (6.53)$$

## 6.4. Dryft i dyfuzja

### 6.4.a. Dyfuzja

Dryft nośników nie jest jedynym zjawiskiem, jakie wykorzystuje się do przewodzenia prądu w przyrządach półprzewodnikowych. Drugim takim mechanizmem jest **dyfuzja** (ang. *diffusion*).

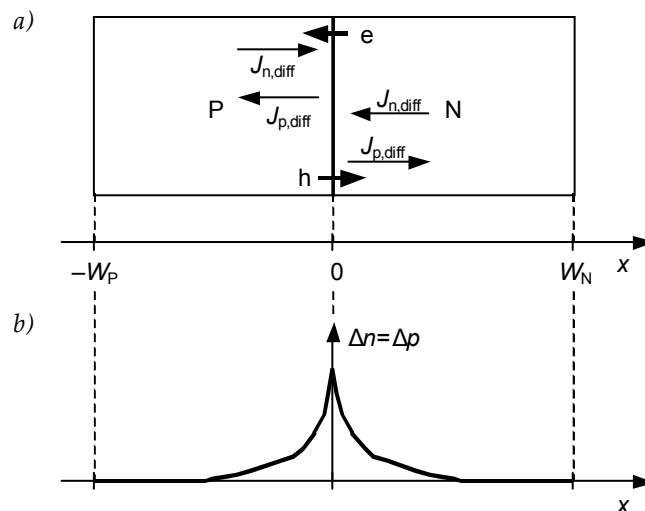
Dyfuzja zachodzi w sytuacji, gdy obok siebie znajdują się warstwy o dużej koncentracji nośników danego typu i warstwa o niskiej koncentracji nośników tego typu. Jak już stwierdziliśmy w par. 6.2.c, taki układ fizyczny w naturalny sposób dąży do wyrównania koncentracji. **Nośniki przepływają więc z warstwy o wyższej koncentracji do warstwy o niższej koncentracji** (patrz rys. 26). W wyniku, w tej drugiej pojawia się pewna dodatkowa liczba nośników, o koncentracji odpowiednio  $\Delta p$  (w przypadku dziur) lub  $\Delta n$  (w przypadku elektronów):

$$\begin{aligned} n &= n_0 + \Delta n \\ p &= p_0 + \Delta p \end{aligned} \quad (6.54)$$

gdzie  $n_0$  i  $p_0$  oznaczają, jak poprzednio, koncentracje w stanie równowagi termodynamicznej.

W rzeczywistości **dyfuzja dotyczy też nośników mniejszościowych** (względem warstwy źródłowej) – dziur z warstwy N do P, elektronów z warstwy P do N. Ponieważ jednak koncentracja dziur w warstwie N jest niewielka, zjawisko to ma pomijalny wpływ na prąd płynący przez złącze. Tak samo jest z elektronami w warstwie P. Z tego powodu wstrzykiwanie w tym kierunku zaniebamy.

Dodatkowe nośniki (w odniesieniu do zawsze obecnych nośników równowagowych o koncentracjach  $n_0$  i  $p_0$ ) dopływające do rozpatrywanej warstwy nazywamy **nośnikami nadmiarowymi** (ang. *excess carriers*). Ponieważ sąsiedztwo warstw o różnym typie przewodnictwa powoduje powstanie złącza PN, wstrzykiwanie jest intensyfikowane lub redukowane w wyniku działania mechanizmu złączowego, który obecnie zaniebamy. Ograniczymy się wyłącznie do stwierdzenia, że pewna liczba nośników jest wstrzykiwana poprzez złącze.



Rys. 26. Dyfuzja nośników na granicy warstw P i N z zaniebaniem szczegółów działania złącza PN i dyfuzji nośników mniejszościowych (względem warstwy źródłowej): a) przekrój struktury; b) schematyczny rozkład koncentracji nośników nadmiarowych

Zwykle możliwe jest przyjęcie założenia o **obojętności elektrycznej** (ang. *electrical neutrality*) półprzewodnika, czyli o zerowym ładunku całkowitym. Oznacza to, że ładunek związany z elektronami i ładunek związany z dziurami muszą się wzajemnie zrównoważyć. Ponieważ ładunek pojedynczego elektronu wynosi  $-e$ , a pojedynczej dziury  $+e$ , koncentracje nadmiarowych dziur i elektronów muszą być równe:

$$\Delta n = \Delta p \quad (6.55)$$

Jeżeli koncentracja nośników nadmiarowych jest dużo większa od koncentracji nośników wynikającej z domieszkowania warstwy, to mówimy o **wysokim poziomie wstrzykiwania** (ang. *high injection level*). Oznacza to, odpowiednio,  $\Delta n \gg N_D$  w przypadku materiału N lub  $\Delta p \gg N_A$  w przypadku materiału P.

**Skoro koncentracje nadmiarowych dziur i elektronów są sobie równe, to w przewodzeniu prądu biorą udział oba typy nośników** (przy wysokim poziomie wstrzykiwania – wręcz w takim samym stopniu, gdyż ilości nośników równowagowych są niezauważalne), czyli z definicji **występuje przewodnictwo bipolarne**. W ten sposób założenie obojętności elektrycznej doprowadziło nas do bardzo istotnego wniosku: **jeżeli przewodzenie prądu opiera się na mechanizmie dyfuzji, to ma ono charakter bipolarny**. W kolejnych paragrafach dowiedzimy, że dyfuzja faktycznie stanowi jeden z mechanizmów przewodnictwa oraz opiszemy prąd dyfuzyjny ilościowo.

#### 6.4.b. Ilościowy opis dyfuzji

Dopływ nośników wytrąca warstwę półprzewodnikową z równowagi termodynamicznej, zdefiniowanej równością (6.4). **Układ dąży do przywrócenia tej równowagi poprzez proces rekombinacji nośników nadmiarowych**. W wyniku rekombinacji, im dalej w głąb warstwy słabo domieszkowanej, tym mniej pozostaje nośników nadmiarowych, a więc tym mniejsza będzie koncentracja  $\Delta p$  lub  $\Delta n$  (patrz rys. 26b).

Prąd wynikający z dopływu nośników wiąże z gradientem (zmianą wzdłuż osi  $x$ ) ich koncentracji zależność wynikająca bezpośrednio z **pierwszego prawa Ficka**:

$$\begin{aligned} J_{n,\text{diff}} &= eD_n \frac{\partial(\Delta n)}{\partial x} \\ J_{p,\text{diff}} &= -eD_p \frac{\partial(\Delta p)}{\partial x} \end{aligned} \quad (6.56)$$

gdzie  $D_n, D_p$  – **stałe dyfuzji** (ang. *diffusion constants*) definiowane jako

$$\begin{aligned} D_n &= \frac{\Delta kT}{e} \mu_n = U_T \mu_n \\ D_p &= \frac{\Delta kT}{e} \mu_p = U_T \mu_p \end{aligned} \quad (6.57)$$

$k$  – stała Boltzmanna,  $U_T$  – potencjał termiczny

$$U_T = \frac{\Delta kT}{e} \quad (6.58)$$

Zauważmy, że **gęstość prądu dyfuzyjnego dziur jest skierowana przeciwnie do gęstości prądu dyfuzyjnego elektronów**, co zaznaczono na rys. 26a. Wynika to z faktu, że nośniki zawsze poruszają się w kierunku malejącej koncentracji (ujemnego gradientu), jednak przenoszą ładunek o różnym znaku, a gęstość prądu ma kierunek przepływu ładunku dodatniego. Zwróćmy uwagę, że w przypadku prądu dryftowego (zob. par. 6.1.c) sytuacja była inna. Sumaryczny prąd dyfuzyjny wyraża się wzorem

$$J_{\text{diff}} = J_{n,\text{diff}} + J_{p,\text{diff}} = e \left( D_n \frac{\partial(\Delta n)}{\partial x} - D_p \frac{\partial(\Delta p)}{\partial x} \right) \quad (6.59)$$

### 6.4.c. Równania dryftu-dyfuzji

Jeżeli w warstwie obecne jest dodatkowo pole elektryczne, to całkowity prąd elektronów i dziur będzie sumą prądów dryftowych i dyfuzyjnych:

$$\begin{aligned} J_n &= J_{n,\text{drift}} + J_{n,\text{diff}} = e \left( n \mu_n E + D_n \frac{\partial n}{\partial x} \right) \\ J_p &= J_{p,\text{drift}} + J_{p,\text{diff}} = e \left( p \mu_p E - D_p \frac{\partial p}{\partial x} \right) \end{aligned} \quad (6.60)$$

Układ ten nosi nazwę **równań dryftu-dyfuzji**. Uwzględniono tu, że dyfuzja może dotyczyć nie tylko nośników nadmiarowych, ale również równowagowych. Ma to miejsce w przypadku, gdy ich koncentracja zmienia się wskutek nierównomiernego domieszkowania. Stąd całkowita koncentracja  $n$ ,  $p$  zamiast koncentracji nośników nadmiarowych  $\Delta n$ ,  $\Delta p$ .

Podstawiając (6.58) do (6.60) i przekształcając mamy:

$$\begin{aligned} \frac{J_n}{e D_n n} &= \frac{E}{U_T} + \frac{1}{n} \frac{\partial n}{\partial x} \\ \frac{J_p}{e D_p p} &= \frac{E}{U_T} - \frac{1}{p} \frac{\partial p}{\partial x} \end{aligned} \quad (6.61)$$

Eliminujemy natężenie pola elektrycznego odejmując drugie od pierwszego:

$$\frac{J_n}{e D_n n} - \frac{J_p}{e D_p p} = \frac{1}{n} \frac{\partial n}{\partial x} + \frac{1}{p} \frac{\partial p}{\partial x} \quad (6.62)$$

mnożymy stronami przez  $enp$ :

$$\frac{J_n}{D_n} p - \frac{J_p}{D_p} n = e \left( p \frac{\partial n}{\partial x} + n \frac{\partial p}{\partial x} \right) \quad (6.63)$$

i zauważamy, że prawa strona równania jest równa pochodnej iloczynu  $np$ :

$$\frac{J_n}{D_n} p - \frac{J_p}{D_p} n = e \frac{\partial(np)}{\partial x} \quad (6.64)$$

Uzyskane równanie jest podstawową zależnością łączącą koncentracje nośników w obecności prądu dryftowego i dyfuzyjnego.

### 6.4.d. Generacja i rekombinacja

Gdyby w pewnej chwili przerwać dopływ nośników do rozważanej warstwy, **z upływem czasu ich koncentracja w każdym punkcie malałaby**. Zjawisko to wynikałoby z wypadkowego wpływu 4 czynników:

- 1° rekombinacja nośników,
- 2° ruch nośników wynikający z prądu dryftowego,
- 3° ruch nośników wynikający z prądu dyfuzyjnego,
- 4° generacja nośników – gdyż ta w półprzewodniku występuje zawsze.

Generację nośników opisuje **stała generacji**  $G$  (ang. *generation ratio*), wyrażająca liczbę nośników generowanych w jednostce objętości i czasu:

$$G_n = \left( \frac{\partial n}{\partial t} \right)_{\text{gen}}$$

$$G_p = \left( \frac{\partial p}{\partial t} \right)_{\text{gen}}$$
(6.65)

przy czym, jak wiadomo, w wyniku generacji termicznej powstają pary dziura–elektron, stąd szybkość generacji jednych i drugich jest jednakowa.

Z kolei rekombinację opisuje **stała rekombinacji** (ang. *recombination ratio*)

$$R_n = \left( \frac{\partial n}{\partial t} \right)_{\text{rec}}$$

$$R_p = \left( \frac{\partial p}{\partial t} \right)_{\text{rec}}$$
(6.66)

Zasadniczo proces rekombinacji po przerwaniu dopływu nośników ma charakter wykładniczy, da się więc opisać za pomocą pewnej stałej czasowej, którą nazywamy **czasem życia nośników nadmiarowych**  $\tau$  (ang. *excess carrier lifetime*). Jak wiadomo, stała czasowa wyznacza prostą styczną do funkcji wykładniczej w jej początku. Jeżeli przebieg wykładniczy aproksymujemy tą styczną, to stałe rekombinacji można wyrazić w sposób bardzo ułatwiający przekształcenia matematyczne, jako

$$R_n = -\frac{\Delta n}{\tau_n}$$

$$R_p = -\frac{\Delta p}{\tau_p}$$
(6.67)

Zjawisko rekombinacji jest wymuszane przez nośniki mniejszościowe, gdyż to ich napływ spowodował nierównowagę w półprzewodniku – poprzez rekombinację układ dąży do jej przywrócenia. Z tego powodu to nośniki mniejszościowe dyktują przebieg procesu rekombinacji i stałą czasową tego procesu. Dlatego często stosowanym pojęciem ogólnym jest **czas życia nośników mniejszościowych** (ang. *minority carrier lifetime*) – elektronów lub dziur, w zależności od tego, jaki materiał jest rozpatrywany.

#### 6.4.e. Czas życia nośników nadmiarowych

Przy wysokim poziomie wstrzykiwania, w stanie równowagi, koncentracje dziur i elektronów są w przybliżeniu jednakowe. Aby utrzymać tę równowagę, zmiana koncentracji obu typów nośników w czasie musi być taka sama, a więc

$$R_n = R_p = R$$
(6.68)

czyli

$$\frac{\Delta n}{\tau_n} = \frac{\Delta p}{\tau_p}$$
(6.69)

a więc (przy wysokim poziomie wstrzykiwania)

$$\tau_n = \tau_p = \tau$$
(6.70)

Matematycznie czas życia – jako stała czasowa – mówi, po jakim czasie od przerwania dopływu nośników koncentracja nośników nadmiarowych zmniejszy się  $e$ -krotnie ( $e$  – podstawa logarytmu naturalnego). Ponieważ rekombinacja przebiega na wiele sposobów, z których jedno lub drugie

mogą być dominujące zależnie od bieżących warunków, czas życia można uzależnić od parametrów fizycznych półprzewodnika jedynie w przybliżeniu. W przypadku przyrządów półprzewodnikowych mocy zwykle nie ma to większego sensu, jako że czas życia podlega celowej modyfikacji w procesie technologicznym. Wartość  $\tau$  jest w takiej sytuacji narzucona – **parametry fizyczne modyfikuje się tak, aby uzyskać pożądaną czas życia nośników nadmiarowych.**

Praktyczne wartości czasu życia wahają się od rzędu 100  $\mu\text{s}$  dla przyrządów o bardzo niskim napięciu przewodzenia do rzędu 0,1  $\mu\text{s}$  dla przyrządów o bardzo krótkich czasach przełączania. Dla uzyskania długiego czasu życia kluczowa jest jak największa czystość materiału półprzewodnikowego, którą poprawia się różnymi metodami wyciągania zanieczyszczeń na brzeg płytki. Z kolei krótkie czasy życia uzyskuje się przez wprowadzenie dodatkowych atomów domieszek innego pierwiastka niż użyty do uzyskania warstwy N lub P, lub przez napromieniowanie. Z atomami lub cząstkami promieniowania związane są dodatkowe poziomy energetyczne tworzące się wewnątrz przerwy energetycznej – tzw. centra pułapkowania. Poziomy te mogą być zajmowane przez elektrony albo dziury, dzięki czemu rekombinacja staje się łatwiejsza, gdyż nośniki mają do pokonania różnicę energii mniejszą niż  $W_g$ . Oznacza to, że wzrasta stała rekombinacji, a więc – zgodnie z zależnością (6.67) – czas życia ulega skróceniu.

Dla własności dynamicznych przyrządów półprzewodnikowych istotne jest, że na czas życia ma wpływ szereg innych wielkości. Po pierwsze, **rośnie on wraz z temperaturą.** Po drugie, **ma na niego wpływ koncentracja nośników**, a więc poziom wstrzykiwania. Zależność ta może mieć charakter rosnący lub malejący w zależności od domieszkowania warstwy oraz od rodzaju dodatkowych domieszek użytych do kontroli czasu życia. Różnica może być znacząca, dlatego zwykle wyróżnia się dwie wartości czasu życia – przy niskim poziomie wstrzykiwania (niskiej koncentracji nośników nadmiarowych) oznaczaną  $\tau_L$  (indeks od ang. *low injection level*) oraz przy wysokim poziomie wstrzykiwania  $\tau_H$  (indeks od ang. *high injection level*). W często stosowanych w przyrządach mocy warstwach  $N^-$  zazwyczaj dłuższy jest czas życia przy wysokim poziomie wstrzykiwania.

Przy **bardzo wysokich koncentracjach nośników dominujący staje się** niestandardowy (za „standardową” uznajemy tu prostą rekombinację elektron-dziura) mechanizm rekombinacji – tzw. **zjawisko Augera**. Jest on bardziej intensywny, co powoduje spadek czasu życia nośników odwrotnie proporcjonalny do kwadratu ich koncentracji.

#### 6.4.f. Równania ciągłości

Wypadkowy wpływ 4 czynników wymienionych w par. 6.4.d można opisać ilościowo wychodząc z **drugiego prawa Ficka**:

$$\begin{aligned}\frac{\partial n}{\partial t} &= G_n + R_n + \frac{1}{e} \frac{\partial J_n}{\partial x} \\ \frac{\partial p}{\partial t} &= G_p + R_p - \frac{1}{e} \frac{\partial J_p}{\partial x}\end{aligned}\quad (6.71)$$

Ten układ równań nazywa się **równaniami ciągłości** (ang. *continuity equations*). Podstawiając zależności (6.60) i (6.67) otrzymujemy

$$\begin{aligned}\frac{\partial n}{\partial t} &= G_n - \frac{\Delta n}{\tau_n} + \frac{\partial}{\partial x} \left( D_n \frac{\partial n}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial x} (\mu_n n E) \\ \frac{\partial p}{\partial t} &= G_p - \frac{\Delta p}{\tau_p} + \frac{\partial}{\partial x} \left( D_p \frac{\partial p}{\partial x} \right) - \frac{\partial}{\partial x} (\mu_p p E)\end{aligned}\quad (6.72)$$

Stałe dyfuzji oraz ruchliwości pozostawiliśmy na razie pod różniczkami, gdyż ruchliwość – a więc zgodnie ze wzorem (6.57) także stała dyfuzji – zależą od koncentracji nośników, zaś ta jest zmienna wzdłuż osi  $x$ . Zwykle jednak zakłada się, że zmiana koncentracji wzdłuż osi  $x$  jest na tyle mała, że ruchliwości i stałe dyfuzji są niezmiennie. Wówczas

$$\begin{aligned}\frac{\partial n}{\partial t} &= G_n - \frac{\Delta n}{\tau_n} + D_n \frac{\partial^2 n}{\partial x^2} + \mu_n \frac{\partial(nE)}{\partial x} = G_n - \frac{\Delta n}{\tau_n} + D_n \frac{\partial^2 n}{\partial x^2} + \mu_n n \frac{\partial E}{\partial x} + \mu_n E \frac{\partial n}{\partial x} \\ \frac{\partial p}{\partial t} &= G_p - \frac{\Delta p}{\tau_p} + D_p \frac{\partial^2 p}{\partial x^2} - \mu_p \frac{\partial(pE)}{\partial x} = G_p - \frac{\Delta p}{\tau_p} + D_p \frac{\partial^2 p}{\partial x^2} - \mu_p p \frac{\partial E}{\partial x} - \mu_p E \frac{\partial p}{\partial x}\end{aligned}\quad (6.73)$$

Pary dziura-elektron generowane termicznie nie odgrywają większej roli w półprzewodniku domieszkowanym w typowym zakresie temperatury pracy przyrządów półprzewodnikowych. Wobec tego stałe generacji są pomijalnie małe w porównaniu z pozostałymi składnikami, skąd

$$\begin{aligned}\frac{\partial n}{\partial t} &= D_n \frac{\partial^2 n}{\partial x^2} + \mu_n n \frac{\partial E}{\partial x} + \mu_n E \frac{\partial n}{\partial x} - \frac{\Delta n}{\tau_n} \\ \frac{\partial p}{\partial t} &= D_p \frac{\partial^2 p}{\partial x^2} - \mu_p p \frac{\partial E}{\partial x} - \mu_p E \frac{\partial p}{\partial x} - \frac{\Delta p}{\tau_p}\end{aligned}\quad (6.74)$$

Ostatnim założeniem upraszczającym jest stałość koncentracji domieszek wzdłuż osi  $x$ . W takiej sytuacji koncentracje równowagowe  $n_0$  i  $p_0$  nie wykazują gradientu wzdłuż osi  $x$ . Oczywiście nie zmieniają się one również w czasie. Wobec tego

$$\frac{\partial^2 p}{\partial x^2} = \frac{\partial^2 (p_0 + \Delta p)}{\partial x^2} = \frac{\partial^2 p_0}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 (\Delta p)}{\partial x^2} = 0 + \frac{\partial^2 (\Delta p)}{\partial x^2} = \frac{\partial^2 (\Delta p)}{\partial x^2}\quad (6.75)$$

oraz analogicznie

$$\frac{\partial^2 n}{\partial x^2} = \frac{\partial^2 (\Delta n)}{\partial x^2}, \quad \frac{\partial p}{\partial t} = \frac{\partial (\Delta p)}{\partial t}, \quad \frac{\partial n}{\partial t} = \frac{\partial (\Delta n)}{\partial t}\quad (6.76)$$

co prowadzi do zastąpienia sumarycznej koncentracji nośników pod różniczkami przez koncentracje równowagowe:

$$\begin{aligned}\frac{\partial (\Delta n)}{\partial t} &= D_n \frac{\partial^2 (\Delta n)}{\partial x^2} + \mu_n n \frac{\partial E}{\partial x} + \mu_n E \frac{\partial (\Delta n)}{\partial x} - \frac{\Delta n}{\tau_n} \\ \frac{\partial (\Delta p)}{\partial t} &= D_p \frac{\partial^2 (\Delta p)}{\partial x^2} - \mu_p p \frac{\partial E}{\partial x} - \mu_p E \frac{\partial (\Delta p)}{\partial x} - \frac{\Delta p}{\tau_p}\end{aligned}\quad (6.77)$$

Równania ciągłości stanowią podstawę matematycznego opisu zachowania nośników w półprzewodniku. Można z nich wyprowadzić zależności najbardziej interesujące dla użytkownika przyrządów półprzewodnikowych mocy, mianowicie wiążące spadek napięcia z natężeniem prądu.



## 6.5. Przewodnictwo bipolarne

### 6.5.a. Założenia analizy

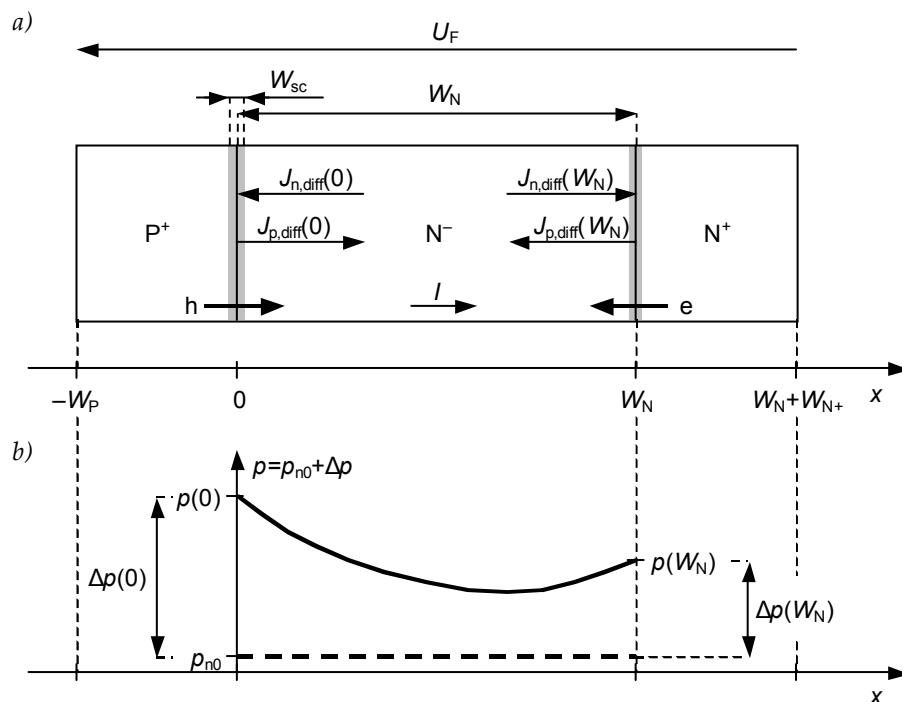
Spróbujemy teraz stwierdzić, jak dokładnie dyfundujące nośniki rozkładają się w strukturze półprzewodnikowej. Rozpatrzmy wyłącznie stan statyczny, tj. stałość wszystkich zjawisk fizycznych w czasie.

Przywołajmy ponownie przypadek struktury niesymetrycznej  $P^+N^-$ , której przekrój pokazuje rys. 27a. Tym razem z prawej strony została ona uzupełniona o dodatkową warstwę  $N^+$ . Jednym z celów tego dodatku (nie jedynym) jest umożliwienie doprowadzenia potencjału poprzez kontakt omowy z metalem. Jak wiemy (zob. par. 5.4.d), umieszczenie metalowej elektrody bezpośrednio przy warstwie słabo domieszkowanej  $N^-$  spowodowałoby powstanie dodatkowego złącza Schottky'ego. Złącze takie jest tu oczywiście niepożądane, gdyż mamy już złącze półprzewodnikowe  $P^+N^-$ .

Zakładamy, że domieszkowanie każdej z warstw jest równomierne, a złącza są skokowe. W warstwie  $P^+$  występuje pewna koncentracja domieszek akceptorowych  $N_A$ , w warstwie  $N^-$  – domieszek donorowych  $N_D$ , w warstwie  $N^+$  – również domieszek donorowych  $N_{D+} \gg N_D$ . W stanie równowagi koncentracje elektronów i dziur w warstwach  $P^+$  i  $N^-$  wyrażają się więc zależnościami (6.6) i (6.7).

Równowagowa koncentracja dziur w warstwie  $N^-$  ( $p_{n0}$ ) jest dużo niższa niż w warstwie  $P^+$  ( $p_{p0}$ ). Jeżeli złącze zostanie spolaryzowane w kierunku przewodzenia (wynikającym z przyłożenia do struktury pewnego napięcia  $U_F$  zaznaczonego na rys. 27a), umożliwiona zostanie intensywna dyfuzja (wstrzykiwanie) dziur z warstwy  $P^+$  do  $N^-$ . Ponieważ  $N_A \gg N_D$ , więc różnica między  $n_{n0}$  a  $n_{p0}$  jest dużo niższa, a więc wstrzykiwanie i dyfuzja elektronów z warstwy  $N^-$  do  $P^+$  będą dużo mniej intensywne.

Analogicznie w złączu  $N^-N^+$  najbardziej intensywna będzie dyfuzja elektronów z warstwy  $N^+$  do  $N^-$ . W uproszczeniu można więc pominąć zjawisko dyfuzji w warstwach  $P^+$  i  $N^+$  i rozważać ją wyłącznie w warstwie  $N^-$ .



Rys. 27. Dyfuzja nośników w strukturze  $P^+N^-N^+$  (zaniedbano dyfuzję z warstwy  $N^-$  do  $N^+$  i  $P^+$ ): a) przekrój struktury; b) rozkład koncentracji nośników mniejszościowych (dziur)

### 6.5.b. Ambipolarne równanie dyfuzji

Mnożąc równania ciągłości (6.77) stronami odpowiednio przez czynnik  $\mu_p p$  (równanie dla elektronów) lub  $\mu_n n$  (równanie dla dziur), otrzymujemy

$$\begin{aligned}\mu_p p \frac{\partial(\Delta n)}{\partial t} &= \mu_p p D_n \frac{\partial^2(\Delta n)}{\partial x^2} + \mu_n \mu_p n p \frac{\partial E}{\partial x} + \mu_n \mu_p p E \frac{\partial(\Delta n)}{\partial x} - \mu_p p \frac{\Delta n}{\tau_n} \\ \mu_n n \frac{\partial(\Delta p)}{\partial t} &= \mu_n n D_p \frac{\partial^2(\Delta p)}{\partial x^2} - \mu_n \mu_p n p \frac{\partial E}{\partial x} - \mu_n \mu_p n E \frac{\partial(\Delta p)}{\partial x} - \mu_n n \frac{\Delta p}{\tau_p}\end{aligned}\quad (6.78)$$

Założenie obojętności elektrycznej warstwy słabo domieszkowanej (6.55) pozwala dodać powyższe równania stronami, przy zastąpieniu  $\Delta n$  przez koncentrację nośników nadmiarowych mniejszościowych  $\Delta p$ . Powoduje to redukcję składnika z pochodną natężenia pola elektrycznego:

$$(\mu_n n + \mu_p p) \frac{\partial(\Delta p)}{\partial t} = (\mu_p p D_n + \mu_n n D_p) \frac{\partial^2(\Delta p)}{\partial x^2} - (\mu_n \mu_p n - \mu_n \mu_p p) E \frac{\partial(\Delta p)}{\partial x} - \Delta p \left( \frac{\mu_p p}{\tau_n} + \frac{\mu_n n}{\tau_p} \right) \quad (6.79)$$

Po podzieleniu stronami przez  $(\mu_n n + \mu_p p)$  uzyskujemy

$$\frac{\partial(\Delta p)}{\partial t} = \frac{\mu_p p D_n + \mu_n n D_p}{\mu_n n + \mu_p p} \frac{\partial^2(\Delta p)}{\partial x^2} - \frac{\mu_n \mu_p n - \mu_n \mu_p p}{\mu_n n + \mu_p p} E \frac{\partial(\Delta p)}{\partial x} - \Delta p \frac{\mu_p p / \tau_n + \mu_n n / \tau_p}{\mu_n n + \mu_p p} \quad (6.80)$$

Uwzględniając (6.70), współczynnik przy  $\Delta p$  to po prostu odwrotność czasu życia nośników:

$$\frac{\mu_p p / \tau_n + \mu_n n / \tau_p}{\mu_n n + \mu_p p} = \frac{(\mu_p p + \mu_n n) / \tau}{\mu_n n + \mu_p p} = \frac{1}{\tau} \quad (6.81)$$

Współczynniki przy pochodnych określają natomiast **ambipolarną stałą dyfuzji** (ang. *ambipolar diffusion constant*; ambipolarny – odnoszący się do nośników któregośkolwiek typu)

$$D_a = \frac{\mu_p p D_n + \mu_n n D_p}{\mu_p p + \mu_n n} \quad (6.82)$$

co z pomocą równości (6.57) i (6.11) – po pomnożeniu licznika i mianownika przez ładunek elementarny  $e$  – można przekształcić do

$$D_a = \frac{\sigma_p D_n + \sigma_n D_p}{\sigma_p + \sigma_n} = \frac{n + p}{n / D_p + p / D_n} \quad (6.83)$$

oraz **ruchliwość różnicową** (ang. *differential mobility*)

$$\mu_{\text{diff}} = \frac{\mu_n \mu_p n - \mu_n \mu_p p}{\mu_p p + \mu_n n} = \frac{\sigma_p \mu_n - \sigma_n \mu_p}{\sigma_p + \sigma_n} = \frac{n - p}{n / \mu_p + p / \mu_n} \quad (6.84)$$

Stosując powyższe oznaczenia, uzyskujemy równanie (6.80) w prostszej postaci

$$\frac{\partial(\Delta p)}{\partial t} = D_a \frac{\partial^2(\Delta p)}{\partial x^2} - \mu_{\text{diff}} E \frac{\partial(\Delta p)}{\partial x} - \frac{\Delta p}{\tau} \quad (6.85)$$

Otrzymane w ten sposób z układu równań ciągłości równanie – jedno dla obu typów nośników – nosi nazwę **ambipolarnego równania dyfuzji** (ang. *ambipolar diffusion equation*).

### 6.5.c. Uproszczenia ambipolarnego równania dyfuzji

W warunkach wysokiego poziomu wstrzykiwania koncentracje nośników nadmiarowych są dużo większe od koncentracji równowagowych. Można więc założyć, że

$$n = p = \Delta n = \Delta p \quad (6.86)$$

Wówczas z (6.83) mamy

$$D_a = \frac{2}{D_n^{-1} + D_p^{-1}} = \frac{2D_n D_p}{D_n + D_p} = \frac{2 \cdot \mu_n U_T \cdot \mu_p U_T}{\mu_n U_T + \mu_p U_T} = \frac{2\mu_n \mu_p}{\mu_n + \mu_p} U_T = \mu_a U_T \quad (6.87)$$

gdzie **ruchliwość ambipolarna** (ang. *ambipolar mobility*) definiowana jest przez odwrotność (6.57)

$$\mu_a = \frac{\Delta D_a}{U_T} \quad (6.88)$$

i, jak widać, wynosi

$$\mu_a = \frac{2\mu_n \mu_p}{\mu_n + \mu_p} = \frac{2}{\mu_n^{-1} + \mu_p^{-1}} \quad (6.89)$$

Natomiast z (6.84) otrzymujemy

$$\mu_{\text{diff}} = 0 \quad (6.90)$$

Ten ostatni wynik mówi, że (przy wysokim poziomie wstrzykiwania) mechanizm dryftowy ma pomijalnie mały udział w przewodzeniu, zaś dominuje mechanizm dyfuzyjny. W tej sytuacji składnik dryftowy wypada, a (6.85) upraszcza się do

$$\frac{\partial(\Delta p)}{\partial t} = D_a \frac{\partial^2(\Delta p)}{\partial x^2} - \frac{\Delta p}{\tau} \quad (6.91)$$

Ta postać ambipolarnego równania dyfuzji spotykana jest najczęściej.

W założeniach (par. 6.5.a) określiliśmy, że analizować będziemy stan statyczny. W takim przypadku koncentracje nośników nie zmieniają się w czasie, czyli pochodna po czasie jest zerowa, stąd (6.91) upraszcza się dalej do

$$\frac{d^2(\Delta p)}{dx^2} - \frac{\Delta p}{D_a \tau} = 0 \quad (6.92)$$

### 6.5.d. Rozkład koncentracji nośników nadmiarowych

W przeciwieństwie do równań ciągłości i poprzednich postaci ambipolarnego równania dyfuzji, równanie (6.92) daje się rozwiązać analitycznie. Jego rozwiązaniem jest rozkład koncentracji nośników nadmiarowych wzdłuż osi  $x$ , przyjmujący postać

$$\Delta p(x) = \frac{\Delta p(0) \cdot \sinh\left(\frac{W_N - x}{L_a}\right) + \Delta p(W_N) \cdot \sinh\left(\frac{x}{L_a}\right)}{\sinh\left(\frac{W_N}{L_a}\right)} \quad (6.93)$$

gdzie  $L_a$  – **ambipolarna droga dyfuzji** (ang. *ambipolar diffusion length*),

$$L_a = \sqrt{D_a \tau} \quad (6.94)$$

Parametr ten mówi, jak daleko w głąb warstwy słabo domieszkowanej sięga wysoka koncentracja nośników nadmiarowych. Przy niskim poziomie wstrzykiwania będzie to dużo mniej niż szerokość warstwy  $W_N$ . Przy wysokim – dużo więcej, co oznaczać będzie, że cała warstwa słabo domieszkowana jest wypełniona nośnikami nadmiarowymi.

Przykładowy rozkład opisany równaniem (6.93) dla wysokiego poziomu wstrzykiwania przedstawiono na rys. 27b (s. 113). Dla ścisłości naniesiono go jako nadwyżkę nośników ponad koncentrację równowagową  $p_{n0}$ , przy czym – jak już stwierdziliśmy – przy wysokim poziomie wstrzykiwania  $p_{n0} \ll \Delta p$ .

Jak widać, nośniki nadmiarowe znajdują się w dużej liczbie w całej warstwie słabo domieszkowanej. Mówimy w tym przypadku o *zalaniu* nośnikami nadmiarowymi. Z obecnością tych dodatkowych nośników związana jest obecność dodatkowego ładunku. Dlatego obszar taki nazywamy **obszarem składowania ładunku** (ang. *charge storage region*).

Współrzędne 0 i  $W_N$  jako krańce obszaru składowania ładunku przyjęto z zaniechaniem szerokości obszaru ładunku przestrzennego  $W_{sc}$  złącza  $P^+N^-$  oraz obszaru akumulacyjnego złącza  $N^-N^+$  (zaznaczonych na rys. 27a kolorem szarym). Przy polaryzacji w kierunku przewodzenia oba te obszary są bowiem dużo węższe niż warstwa  $N^-$  ( $W_N$ ).

Ponieważ rozkład koncentracji nośników nadmiarowych wykazuje zmienność w przestrzeni (gradient wzdłuż osi  $x$ ), mamy więc do czynienia z przepływem prądu dyfuzyjnego. Nie jest to dziwne, gdyż do rozkładu tego doszliśmy właśnie od równania dyfuzji. Gradient dotyczy obu typów nośników, a więc **w przewodzeniu prądu też biorą udział oba – większościowe (elektrony) i mniejszościowe (dziury)**. Potwierdza to nasz wcześniejszy wniosek (patrz par. 6.4.a), że **w przypadku mechanizmu dyfuzji mamy do czynienia z przewodnictwem bipolarnym**.

Ze względu na gradient koncentracji  $\Delta p = \Delta n$  – opadający, a potem rosnący ze wzrostem współrzędnej  $x$  (rys. 27b), gęstości prądów dyfuzyjnych (6.56) będą miały zwrot jak na rys. 27a. Oznacza to, że – zgodnie z intuicją – dziury dyfundują od złącza  $P^+N^-$  w prawo [wektor  $\mathcal{J}_{p,diff}(0)$ ], zaś elektrony – od złącza  $N^-N^+$  w lewo [wektor  $\mathcal{J}_{n,diff}(W_N)$ ] – skierowany przeciwnie do ruchu elektronów, gdyż z definicji zwrot gęstości prądu odpowiada przepływowi ładunku dodatniego].

Jak już stwierdziliśmy w par. 6.4.a, te właśnie dwa wektory odgrywają dominującą rolę w procesie dyfuzji, zaś wpływ dyfuzji drugiego typu nośników [ $\mathcal{J}_{n,diff}(0)$  i  $\mathcal{J}_{p,diff}(W_N)$ ] można zaniechać. Dlatego zwrot prądu  $I$  płynącego przez strukturę musi być zgodny ze zwrotem wektorów  $\mathcal{J}_{p,diff}(0)$  i  $\mathcal{J}_{n,diff}(W_N)$ , a więc zgodny ze zwrotem osi  $x$ .

### 6.5.e. Warunki brzegowe rozkładu

W zależności (6.93) występują 2 nieznanne współczynniki:  $\Delta p(0)$  i  $\Delta p(W_N)$ . Do ich wyznaczenia konieczne jest przyjęcie pewnych warunków brzegowych, tj. określających, co dzieje się na krańcach opisywanego obszaru, czyli obszaru składowania. Jako warunki te użyjemy założeń, które zostały już sformułowane słownie w par. 6.5.d:

- 1° dla  $x = 0$  istnieje wyłącznie dyfuzyjny prąd dziurowy:  $\mathcal{J} = \mathcal{J}_{p,diff}$ , gdyż wstrzykiwanie elektronów do warstwy  $P^+$  jest zaniechane;
- 2° dla  $x = W_N$  istnieje wyłącznie prąd elektronowy:  $\mathcal{J} = \mathcal{J}_{n,diff}$ , gdyż wstrzykiwanie elektronów do warstwy  $N^+$  jest zaniechane.

Po uwzględnieniu, że  $p \approx \Delta p$ ,  $n \approx \Delta n$  i  $\Delta n \approx \Delta p$ , wzór (6.64) możemy zapisać za pomocą samej koncentracji dziur nadmiarowych:

$$\frac{J_n}{D_n} \Delta p - \frac{J_p}{D_p} \Delta p = e \frac{d[(\Delta p)^2]}{dx} = e \cdot 2\Delta p \cdot \frac{d(\Delta p)}{dx} \quad (6.95)$$

skąd

$$\frac{d(\Delta p)}{dx} = \frac{1}{2e} \left( \frac{J_n}{D_n} - \frac{J_p}{D_p} \right) \quad (6.96)$$

Tak więc, po uwzględnieniu powyższych 2 założeń,

$$\begin{aligned} \left. \frac{d(\Delta p)}{dx} \right|_0 &= -\frac{J_p}{2eD_p} = -\frac{J}{2eD_p} \\ \left. \frac{d(\Delta p)}{dx} \right|_{W_N} &= \frac{J_n}{2eD_n} = \frac{J}{2eD_n} \end{aligned} \quad (6.97)$$

Jak widać, znaki gradientów zgadzają się z rys. 27b. Jak ustaliliśmy w par. 6.5.d, całkowity prąd płynie zgodnie ze zwrotem osi  $x$ , jest więc dodatni. Tak więc gradient względem tej osi na lewym końcu obszaru składowania jest ujemny (koncentracja maleje ze wzrostem  $x$ ), zaś na prawym – dodatni.

Z zależności (6.93), pochodna koncentracji po współrzędnej  $x$  wynosi [biorąc pod uwagę, że  $\sinh'(x) = \cosh(x)$ ]

$$\begin{aligned} \frac{d(\Delta p)}{dx} &= \frac{\Delta p(0) \cdot \cosh[(W_N - x)/L_a] \cdot (-1/L_a) + \Delta p(W_N) \cdot \cosh(x/L_a) \cdot (1/L_a)}{\sinh(W_N/L_a)} = \\ &= \frac{\Delta p(W_N) \cdot \cosh(x/L_a) - \Delta p(0) \cdot \cosh[(W_N - x)/L_a]}{L_a \sinh(W_N/L_a)} \end{aligned} \quad (6.98)$$

Podstawiając powyższe do warunków brzegowych (6.97) otrzymujemy układ równań

$$\begin{aligned} \Delta p(W_N) - \Delta p(0) \cdot \cosh(W_N/L_a) &= -J \frac{L_a \sinh(W_N/L_a)}{2eD_p} \\ \Delta p(W_N) \cdot \cosh(W_N/L_a) - \Delta p(0) &= J \frac{L_a \sinh(W_N/L_a)}{2eD_n} \end{aligned} \quad (6.99)$$

którego rozwiązaniem jest

$$\begin{aligned} \Delta p(0) &= J \frac{\sqrt{D_a \tau} D_n^{-1} + D_p^{-1} \cosh(W_N/L_a)}{2e \sinh(W_N/L_a)} \\ \Delta p(W_N) &= J \frac{\sqrt{D_a \tau} D_n^{-1} \cosh(W_N/L_a) + D_p^{-1}}{2e \sinh(W_N/L_a)} \end{aligned} \quad (6.100)$$

Z otrzymanych zależności płynie ważny wniosek: **w przypadku mechanizmu dyfuzji koncentracja nośników nadmiarowych rośnie proporcjonalnie do gęstości prądu**. Dotyczy to nie tylko koncentracji brzegowych  $\Delta p(0)$  i  $\Delta p(W_N)$ , ale całej warstwy słabo domieszkowanej zgodnie z równaniem (6.93).

### 6.5.f. Modulacja konduktywności

Do tej pory zaniebdywaliśmy mechanizm dryftu, gdyż nie ma on znaczącego wpływu na koncentrację nośników. Jednakże prąd dyfuzyjny płynący przez warstwę  $N^-$ , która posiada przecież niezerową rezystywność, musi odłożyć na nim pewne napięcie. Z tym napięciem związane będzie powstanie pewnego pola elektrycznego, a w konsekwencji – **wystąpienie dryftu nośników** opisywanego równaniem (6.8) [s. 92].

Przy wysokim poziomie wstrzykiwania koncentracja nośników w warstwie  $N^-$  zależy nie od domieszkowania  $N_D$ , ale od koncentracji nośników nadmiarowych:

$$p = p_{n0} + \Delta p = \frac{n_i^2}{N_D} + \Delta p \approx \Delta p \quad (6.101)$$

$$n = n_{n0} + \Delta n = N_D + \Delta p \approx \Delta p$$

W związku z tym

$$J_{\text{drift}} = J_{n,\text{drift}} + J_{p,\text{drift}} = e(n\mu_n + p\mu_p)E = e\Delta p(\mu_n + \mu_p)E \quad (6.102)$$

zaś konduktywność z definicji (6.10) [s. 93] wynosi

$$\sigma = \frac{J_{\text{drift}}}{E} = e\Delta p(\mu_n + \mu_p) \quad (6.103)$$

Porównanie uzyskanego wyniku z zależnością (6.12) prowadzi do wniosku, że **konduktywność znacznie wzrosła**:

- 1° w stosunku  $\Delta p/N_D$  (który, jak zakładamy, jest dużo większy od 1),
- 2° o składnik proporcjonalny do ruchliwości nośników mniejszościowych (dziur)  $\mu_p$ .

A przecież w obu przypadkach rozważaliśmy dokładnie taką samą warstwę  $N^-$ . Ten **wzrost konduktywności nastąpił dzięki dyfuzji nośników nadmiarowych** z sąsiednich silnie domieszkowanych warstw  $P^+$  i  $N^+$ . Zwiększenie konduktywności oznacza zmniejszenie rezystywności, a więc mniejsze napięcie odłożone na przyrządzie przy danej gęstości płynącego prądu.

Zwróćmy uwagę, że z zależności (6.93) i (6.100) wynika, że koncentracja nośników nadmiarowych jest wprost proporcjonalna do gęstości prądu  $J$ . A więc im większa gęstość prądu, tym więcej nośników nadmiarowych, czyli tym większa konduktywność. **Przyrządy bipolarne mają więc konduktywność nie tylko większą od unipolarnych, ale dodatkowo rosnącą ze wzrostem prądu.** Zjawisko to nazywamy **modulacją konduktywności** (ang. *conductivity modulation*) warstwy słabo domieszkowanej.

Konsekwencją występowania modulacji konduktywności w przyrządach bipolarnych jest fakt, że ze wzrostem gęstości prądu, napięcie na takim przyrządzie rośnie wolniej niż na analogicznym (o takich samych parametrach technologicznych) przyrządzie unipolarnym. Bowiem w tym pierwszym przypadku rezystywność warstwy słabo domieszkowanej jednocześnie maleje – co w pewnym stopniu kompensuje wzrost prądu (zostanie to przeanalizowane dokładnie w podrozdziale 6.6); podczas gdy w drugim przypadku – rezystywność pozostaje niezmienna, wskutek czego napięcie na tej warstwie rośnie proporcjonalnie do prądu zgodnie z zależnością (6.18).

Modulacja konduktywności wynikająca z występowania dyfuzji w przyrządach bipolarnych jest mechanizmem niezwykle istotnym dla przyrządów półprzewodnikowych mocy. **Umożliwia bowiem uzyskiwanie przyrządów, które charakteryzuje jednocześnie:**

- 1° **wysoka wytrzymałość napięciowa w stanie wyłączenia** dzięki obecności warstwy szerokiej i słabo domieszkowanej i
- 2° **niski spadek potencjału przy dużym natężeniu prądu w stanie załączenia** dzięki modulacji konduktywności warstwy słabo domieszkowanej.

Nie jest zatem dziwne, że duża część przyrządów półprzewodnikowych mocy – a szczególnie te o dużej wytrzymałości prądowej – to przyrządy bipolarne.

Z zależności (6.100) wynika też, jakie parametry warstwy  $N^-$  mają wpływ na jej konduktywność zmodulowaną. Jak zauważyliśmy już wcześniej, nie jest to koncentracja domieszki  $N_D$ . Dużą rolę odgrywa natomiast czas życia  $\tau$ , gdyż koncentracja nośników jest proporcjonalna do  $\sqrt{\tau}$ .

Wyrazy pod sinusem i kosinusem hiperbolicznym nie mają dużego wpływu na koncentracje brzegowe nośników  $\Delta p(0)$  i  $\Delta p(W_N)$ , gdyż dla każdej liczby  $a > e$  można przyjąć, że  $\sinh a \approx \cosh a$ . Tymczasem zwykle warstwa  $N^-$  jest szeroka dla uzyskania wysokiej wytrzymałości napięciowej, więc  $W_N \gg L_a$ , czyli  $W_N/L_a > e$ . Jeżeli więc stosunek  $W_N/L_a$  rośnie, to zarówno licznik jak i mianownik rosną mniej więcej w tym samym stopniu. Niemniej dokładna analiza pokazuje, że

wydłużenie warstwy słabo domieszkowanej prowadzi do niewielkiego spadku koncentracji nośników na brzegach oraz bardziej znaczącego spadku wewnątrz.

## 6.6. Spadek potencjału przy przewodnictwie bipolarnym

### 6.6.a. Przypadek ogólny struktury idealnej

Aby obliczyć wypadkowe napięcie odłożone na warstwie  $N^-$ , wynikające ze współdziałania dryftu i dyfuzji, należy się odwołać do równania (6.60), korzystając z definicji (6.57):

$$\begin{aligned} J &= J_n + J_p = J_{n,drift} + J_{n,diff} + J_{p,drift} + J_{p,diff} = e(n\mu_n + p\mu_p)E + e\left(D_n \frac{dn}{dx} - D_p \frac{dp}{dx}\right) = \\ &= e(\Delta p\mu_n + \Delta p\mu_p)E + e\left(D_n \frac{d(\Delta p)}{dx} - D_p \frac{d(\Delta p)}{dx}\right) = \\ &= e\Delta p(\mu_n + \mu_p)E + eU_T(\mu_n - \mu_p) \frac{d(\Delta p)}{dx} \end{aligned} \quad (6.104)$$

Stąd

$$E = \frac{J}{e(\mu_n + \mu_p)\Delta p} - \frac{U_T}{\Delta p} \frac{\mu_n - \mu_p}{\mu_n + \mu_p} \frac{d(\Delta p)}{dx} \quad (6.105)$$

Z definicji potencjału (5.1) wynika, że napięcie odłożone na warstwie słabo domieszkowanej w stanie przewodzenia

$$U_{NF} = - \int_0^{W_N} E dx \quad (6.106)$$

Podstawiając (6.105), (6.93), (6.98), i (6.100), a następnie obliczając powyższą całkę, otrzymuje się ogólne wyrażenie na napięcie na warstwie słabo domieszkowanej w postaci

$$\begin{aligned} U_{NF} &= U_T \cdot \frac{8k_\mu}{(k_\mu + 1)^2} \cdot \frac{\sinh W'}{\sqrt{1 - \delta_\mu^2 \operatorname{tgh}^2 W'}} \cdot \operatorname{arctg}\left(\sqrt{1 - \delta_\mu^2 \operatorname{tgh}^2 W'} \cdot \sinh W'\right) + \\ &+ U_T \cdot \delta_\mu \cdot \ln \frac{1 + \delta_\mu \operatorname{tgh}^2 W'}{1 - \delta_\mu \operatorname{tgh}^2 W'} \end{aligned} \quad (6.107)$$

gdzie dla uproszczenia zapisu (i tak dość skomplikowanego) oznaczono stosunek ruchliwości przez

$$k_\mu = \frac{\mu_n}{\mu_p} \quad (6.108)$$

względną różnicę ruchliwości przez

$$\delta_\mu = \frac{\mu_n - \mu_p}{\mu_n + \mu_p} \quad (6.109)$$

potencjał termiczny (6.58) przez  $U_T$ , zaś względną (odniesioną do podwojonej ambipolarnej drogi dyfuzji) szerokość warstwy słabo domieszkowanej przez

$$W' = \frac{W_N}{2L_a} = \frac{W_N}{2\sqrt{D_a \tau}} \quad (6.110)$$



Dla krzemu w warunkach niskiego poziomu wstrzykiwania  $k_\mu \approx 3$ ,  $\delta_\mu \approx 0,5$ ; natomiast przy wysokim poziomie wstrzykiwania  $k_\mu \approx 1,5$ ,  $\delta_\mu \approx 0,22$ .

Wyrażenie (6.107) posiada dwa składniki. Analogicznie do (6.104) i (6.105), pierwszy z nich wynika z mechanizmu dryftu, zaś drugi – z mechanizmu dyfuzji. Niemniej ani jeden, ani drugi nie zawiera już bezpośrednio gęstości prądu, od której wyszliśmy. Tym samym **przy przewodnictwie bipolarnym, napięcie na idealnej warstwie półprzewodnikowej nie zależy od gęstości prądu**. Wynika to z faktu widocznego we wzorze (6.105): zgodnie z (6.93), (6.98), i (6.100), zarówno  $\Delta p$ , jak i  $d(\Delta p)/dx$  są proporcjonalne do gęstości prądu  $\mathcal{J}$ . Skoro więc zarówno liczniki, jak i mianowniki obu składników napięcia są proporcjonalne do gęstości prądu, to napięcie to pozostaje od niej niezależne.

### 6.6.b. Szeroka warstwa słabo domieszkowana

Jak zauważyliśmy, wzór (6.107) jest dość skomplikowany. Analiza jego praktycznych implikacji będzie łatwiejsza, jeżeli przyjmie się założenia upraszczające. Przyjmijmy na początek, że warstwa słabo domieszkowana ma dużą szerokość, tj.  $W_N \gg 2L_a$ . Założenie to jest uzasadnione w przypadku wysokonapięciowych przyrządów mocy, jak również w przyrządach o średniej wytrzymałości napięciowej przy wysokim poziomie wstrzykiwania, kiedy to droga dyfuzji ulega skróceniu wskutek spadku ruchliwości (zob. par. 6.6.d). W takim wypadku  $W' \gg 1$ , co pozwala przyjąć, że:

- 1)  $\operatorname{tgh} W' \approx 1$ ;
- 2)  $\sinh W' \gg 1$ ;

a wówczas:

- 3) z 1 wynika, że  $\sqrt{(\cdot)} \approx 1$  (wysoki poziom wstrzykiwania  $\sim 0,98$ , niski  $\sim 0,87$ );
- 4) z 2 i 3 wynika, że  $\operatorname{arctg}(\cdot) \approx \pi/2$ ;
- 5) z 1 wynika, że  $\delta_\mu \ln(\cdot) \approx 0,5$  dla wysokiego poziomu wstrzykiwania, 0,1 dla niskiego;
- 6) ze wszystkich powyższych wynika, że drugi (dyfuzyjny) składnik napięcia  $U_{NF}$  jest nieznaczący względem pierwszego (dryftowego).

Ponadto z własności sinusa hiperbolicznego

$$\sinh W' = \frac{\exp(W') - \exp(-W')}{2} \quad (6.111)$$

co w połączeniu z założeniem  $W' \gg 1$  pozwala przyjąć

$$\sinh W' \approx \frac{\exp(W')}{2} \quad (6.112)$$

Tą drogą z (6.107) otrzymujemy dużo prostszy wzór, obejmujący wyłącznie składową dryftową

$$U_{NF} \approx 2\pi \cdot \frac{k_\mu}{(k_\mu + 1)^2} \cdot U_T \cdot \exp(W') = 2\pi \cdot \frac{k_\mu}{(k_\mu + 1)^2} \cdot U_T \cdot \exp\left(\frac{W_N}{2\sqrt{D_a \tau}}\right) \quad (6.113)$$

Otrzymany wynik jest oczywiście nadal niezależny od gęstości prądu. Obecnie jasny staje się wpływ modulacji konduktywności na ten fakt. Zgodnie z zależnością (6.15), składowa dryftowa napięcia jest proporcjonalna do gęstości prądu i odwrotnie proporcjonalna do konduktywności. Z kolei konduktywność jest proporcjonalna do koncentracji nośników, a ta – do gęstości prądu według zależności (6.100). **Wpływ prądu na spadek potencjału zostaje więc zniwelowany dzięki modulacji konduktywności.**

Wzór (6.113) pokazuje natomiast **silną – bo wykładniczą – zależność napięcia na warstwie słabo domieszkowanej od jej szerokości**. Zależność ta wynika z całkowania na odcinku o szerokości  $W_N$  oraz dodatkowo z faktu, że koncentracja nośników (6.93) osiąga coraz niższe wartości w miarę oddalania się od złącza (przesuwania się do środka warstwy N). Spadek koncentracji

wynika z tego, że im dalej od złącz, tym więcej nośników zdąża zrekombinować. Pociąga to za sobą spadek lokalnej konduktywności, wzrost lokalnego natężenia pola elektrycznego zgodnie z zależnością (6.105) i wzrost wartości napięcia jako całki z tego natężenia.

**Wartość napięcia odłożonego na warstwie słabo domieszkowanej jest tym mniejsza, a wpływ szerokości warstwy na tę wartość jest tym słabszy, im dłuższy czas życia nośników  $\tau$ , co odzwierciedla iloraz pod funkcją wykładniczą w zależności (6.113). Wynika to z faktu, że przy dłuższym czasie życia:**

- 1° koncentracje brzegowe ulegają zwiększeniu zgodnie z zależnością (6.100) oraz
- 2° nośniki w mniejszym stopniu rekombinują – a więc nawet przy szerszej warstwie słabo domieszkowanej ich koncentracja w środku warstwy będzie nadal wysoka, co dokładnie opisuje zależność (6.93).

### 6.6.c. Wąska warstwa słabo domieszkowana

W przypadku wąskiej warstwy słabo domieszkowanej ( $W_N \ll 2L_a$ ), można z kolei przyjąć, że **większość nośników nie zdąży w niej zrekombinować** przed dotarciem do drugiego jej krańca. Tak więc istotna część dziur z warstwy  $P^+$  dotrze do złącza  $N^-N^+$  i przejdzie do warstwy  $N^+$ ; analogicznie duża część elektronów z warstwy  $N^+$  dostanie się przez złącze  $P^+N^-$  do warstwy  $P^+$ . Oznacza to, że założenie o zaniedbywalności wstecznego ruchu nośników przez złącza [prądy  $J_{n,diff}(0)$  i  $J_{p,diff}(W_N)$  – patrz rys. 27a] przestaje być uzasadnione.

Analizując od innej strony – wydajność wstrzykiwania spada. **Prąd złącza nie jest bowiem tworzony tylko przez nośniki wstrzykiwane z warstwy silnie do słabo domieszkowanej** (jak zakładaliśmy do tej pory – patrz par. 6.5.a), ale również przez znaczną liczbę nośników płynących w odwrotnym kierunku. Jest to sprzeczne z pożądaną rolą warstw silnie domieszkowanych i – jak można się domyślać – niekorzystnie wpływa na spadek potencjału.

Jeżeli warstwa słabo domieszkowana jest wąska (małe  $W_N$ ), a rekombinacja wewnątrz niej niezbyt intensywna (co oznacza duże  $\tau$ , a więc duże  $L_a$ ), to koncentracja nośników nadmiarowych nie będzie się znacząco zmieniać wzdłuż osi  $x$ . Można więc przyjąć w uproszczeniu, że jest ona niezmienna, na poziomie wartości średniej rzeczywistego rozkładu  $\Delta p(x)$ :

$$\Delta p(x) \approx \overline{\Delta p} = \text{const} \quad (6.114)$$

skąd

$$\frac{d(\Delta p)}{dx} \approx 0 \quad (6.115)$$

Przy tym założeniu prąd nośników rekombinujących jest niezmienny w całej warstwie słabo domieszkowanej i wynosi

$$J_{\text{rec}} = \frac{eW_N \overline{\Delta p}}{\tau} \quad (6.116)$$

skąd gęstość nośników nadmiarowych można wyrazić wzorem

$$\overline{\Delta p} = \frac{J_{\text{rec}} \tau}{eW_N} \quad (6.117)$$

Podstawiając (6.117) i (6.115) do (6.105), uzyskujemy

$$E = \frac{W_N}{(\mu_n + \mu_p) \tau} \frac{J}{J_{\text{rec}}} \quad (6.118)$$

Całkując zgodnie z (6.106), otrzymujemy zależność na spadek potencjału

$$U_{NF} = \frac{W_N}{(\mu_n + \mu_p)\tau} \frac{J}{J_{rec}} \int_0^{W_N} dx = \frac{W_N^2}{(\mu_n + \mu_p)\tau} \frac{J}{J_{rec}} = \frac{D_a W_N^2}{(\mu_n + \mu_p)D_a \tau} \frac{J}{J_{rec}} = \frac{D_a}{\mu_n + \mu_p} \left( \frac{W_N}{L_a} \right)^2 \frac{J}{J_{rec}} \quad (6.119)$$

Korzystając z zależności (6.87) otrzymujemy

$$U_{NF} = \frac{2\mu_n\mu_p U_T}{(\mu_n + \mu_p)^2} \left( \frac{W_N}{L_a} \right)^2 \frac{J}{J_{rec}} = 2 \cdot \frac{k_\mu}{(k_\mu + 1)^2} \cdot U_T \cdot W'^2 \cdot \frac{J}{J_{rec}} \quad (6.120)$$

co można ostatecznie przekształcić do postaci

$$U_{NF} = 2 \cdot \frac{k_\mu}{(k_\mu + 1)^2} \cdot U_T \cdot W'^2 \cdot \frac{J}{J_{rec}} = 2 \cdot \frac{k_\mu}{(k_\mu + 1)^2} \cdot U_T \cdot \left( \frac{W_N}{\sqrt{D_a \tau}} \right)^2 \cdot \frac{J}{J_{rec}} \quad (6.121)$$

Otrzymana zależność jest podobna do (6.113). Spadek napięcia zależy od ruchliwości nośników oraz potencjału termicznego. Zależność od szerokości warstwy słabo domieszkowanej  $W_N$  oraz od czasu życia nośników  $\tau$  jest nadal silna, chociaż słabsza – obecnie nie wykładnicza, a kwadratowa. Znaczącą różnicę stanowi natomiast zależność spadku potencjału od gęstości prądu.

Zgodnie z zależnością (6.116), gęstość prądu rekombinacji  $J_{rec}$  jest proporcjonalna do koncentracji nośników. Oczywiście zwiększenie gęstości prądu całkowitego  $J$  spowoduje jej wzrost. Jednak obecnie **przyrost koncentracji nośników nie będzie proporcjonalny do przyrostu gęstości prądu**. Zależności (6.100) nie obowiązują, gdyż zostały wyprowadzone przy założeniu idealnie sprawnego wstrzykiwania, co – jak stwierdziliśmy wyżej – nie jest spełnione dla wąskiej warstwy słabo domieszkowanej. W wyniku przeciwnego ruchu nośników przez złącza, wzrost koncentracji  $\Delta p$  – a więc także gęstości prądu  $J_{rec}$  – będzie słabszy niż wzrost gęstości prądu  $J$ . Tym samym stosunek  $J/J_{rec}$  ulega zwiększeniu ze wzrostem całkowitej gęstości prądu  $J$ . Oznacza to, że **spadek potencjału na wąskiej warstwie słabo domieszkowanej jest rosnącą funkcją prądu**.

#### 6.6.d. Zależność od prądu

Zarówno „szeroka” jak i „wąska” warstwa słabo domieszkowana są wyidealizowanymi uproszczeniami. Struktury rzeczywistych przyrządów zawierają warstwy wykazujące cechy przypadku pośredniego. Z jednej strony zaobserwujemy w nich więc zawsze **wzrost spadku potencjału wraz z prądem**, jak tego dowodzi wzór (6.121). Jednakże z drugiej strony **wzrost ten będzie tym mniej znaczący** – zależność bliższa wzorowi (6.113) – **im szersza warstwa ( $W_N$ ) w stosunku do ambipolarnej drogi dyfuzji  $L_a$** .

Sprawność wstrzykiwania (stosunek prądu nośników wstrzykiwanych do warstwy słabo domieszkowanej do prądu nośników poruszających się w przeciwnym kierunku) spada także wskutek oddziaływania innych czynników niż rozważana w par. 6.6.c mała szerokość warstwy. Zaś **zmniejszenie sprawności wstrzykiwania zawsze powoduje** – na zasadzie zależności (6.121) – **wzrost spadku potencjału**.

Niezależnie od stosunku  $W_N/L_a$ , im większa gęstość prądu, tym wyższa koncentracja nośników w warstwie słabo domieszkowanej. Tymczasem wstrzykiwanie z warstwy silnie domieszkowanej powodowane jest przez **różnicę w koncentracji między warstwami**. Kiedy różnica ta zmniejsza się, wstrzykiwanie staje się mniej intensywne. Natomiast wzrasta liczba nośników, które przechodzą przez złącze w kierunku odwrotnym. Tym samym sprawność wstrzykiwania ulega zmniejszeniu, a spadek potencjału – zwiększeniu.

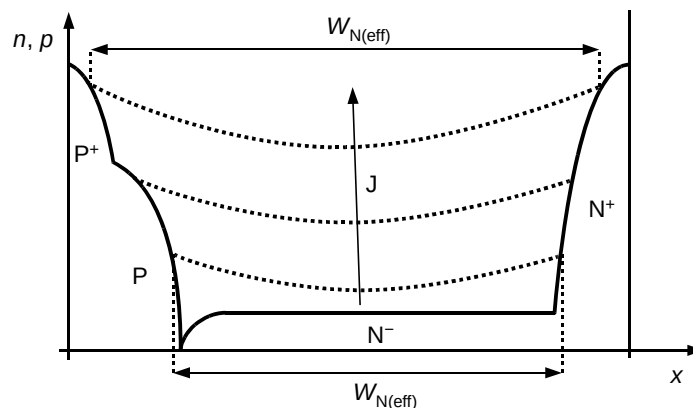
W **warstwach silnie domieszkowanych**  $N^+$  i  $P^+$  widoczny jest negatywny wpływ **zjawiska Augera** (patrz par. 6.4.e). Dzieje się to wcześniej niż w warstwie słabo domieszkowanej, z racji tego, że intensywność rekombinacji Augera jest tym większa, im większa koncentracja nośników. Mechanizm ten ogranicza sprawność wstrzykiwania do warstwy  $N^-$ . Nośniki rekombinują bowiem w warstwach silnie domieszkowanych zanim zostaną wstrzyknięte, co oznacza zmniejszenie liczby nośników płynących do warstwy  $N^-$ . Dodatkowo rekombinacja ta wymaga dopływu nośników

przeciwnego typu z warstwy  $N^-$ , co powoduje zwiększenie liczby nośników płynących w kierunku przeciwnym do wstrzykiwania.

Przy bardzo dużej gęstości nośników w **warstwie słabo domieszkowanej**, ich ruchliwość wyraźnie spada wskutek **zderzeń elektron-dziura**. To z kolei powoduje zmniejszenie stałych dyfuzji zgodnie ze wzorem (6.3). Ujawnia się także **rekombinacja Augera**, która powoduje zmniejszenie czasu życia nośników nadmiarowych. Jak wynika z naszych dotychczasowych rozważań [szczególnie dobrze pokazują to wzory (6.105) i (6.113)], zmniejszenie wartości wszystkich tych trzech parametrów ( $\mu$ ,  $D$ ,  $\tau$ ) powoduje zmniejszenie koncentracji nośników, a w konsekwencji – zwiększenie spadku potencjału.

Przyjęcie upraszczającego założenia o skokowym charakterze złącz spowodowało pominięcie kolejnego efektu, zobrazowanego na rys. 28. **W rzeczywistych złączach koncentracja domieszek zmienia się stopniowo**. Szczególnie w przypadku zastosowania procesu dyfuzji przejście to jest łagodne i odbywa się na długim odcinku struktury. W wyniku tego, przy małej gęstości prądu nośniki nadmiarowe występują w obszarze o stosunkowo małej szerokości  $W_{N(\text{eff})}$ , którą można nazwać efektywną szerokością warstwy słabo domieszkowanej. Poza granicami tego obszaru koncentracja domieszek jest większa niż koncentracja nośników nadmiarowych przy bieżącej (niskiej) intensywności wstrzykiwania, wobec czego nośniki nadmiarowe tam nie występują.

Jednak przy rosnącej gęstości prądu  $J$  koncentracja nośników nadmiarowych zaczyna przekraczać koncentrację domieszek na brzegach warstw  $P^+$  (P) i  $N^+$ . W takiej sytuacji nośniki nadmiarowe zajmują coraz większą część struktury półprzewodnikowej, co oznacza **wzrost efektywnej szerokości warstwy słabo domieszkowanej**  $W_{N(\text{eff})}$ . Tym samym, zgodnie z zależnościami (6.113) i (6.121), spadek potencjału ulegnie zwiększeniu.



Rys. 28. Koncentracja nośników nadmiarowych w rzeczywistej strukturze  $P^+N^-N^+$  o złączach dyfundowanych, przy różnych gęstościach prądu

Na koniec trzeba uwzględnić, że **do spadku potencjału na warstwie słabo domieszkowanej dodają się spadki napięć na złączach**. Zgodnie z zależnościami (6.41) i (6.53) [s. 101 i 106], napięcia te zależą wyłącznie od koncentracji nośników występującej przy złączu – odpowiednio  $\Delta p(0)$  i  $\Delta p(W_N)$ . Ponieważ koncentracja nośników rośnie wraz z gęstością prądu, więc napięcia na złączach muszą również wzrosnąć.

Podsumowując, napięcie na przewodzącym bipolarnym przyrządzie mocy zawsze w jakimś stopniu będzie wzrastać wraz z prądem. Niemniej przynajmniej niektóre parametry struktury (np. czas życia nośników nadmiarowych) można optymalizować pod kątem ograniczenia tego wpływu. Z pewnością zaś **będzie on zawsze słabszy niż w przyrządach unipolarnych**.

## 6.7. Mechanizm przewodnictwa a stany dynamiczne

### 6.7.a. Przyrządy unipolarne

Na koniec omówimy w skrócie zjawiska fizyczne, jakie mają miejsce w strukturach półprzewodnikowych przyrządów mocy w stanach dynamicznych, a więc przełączania ze stanu przewodzenia do stanu blokowania lub zaworowego i odwrotnie. W różnych przyrządach występują różne konfiguracje warstw, dlatego obecne rozważania będą bardzo ogólne. Niektóre z przedstawionych niżej zjawisk zostaną dokładniej przeanalizowane dla konkretnych przyrządów w poszczególnych ćwiczeniach.

Przypadek przyrządów o przewodnictwie unipolarnym jest prostszy w analizie. Zasadniczo **dla wyłączenia takiego przyrządu wystarczające jest, aby wytworzył się obszar ładunku przestrzennego** o takiej szerokości, jaka jest odpowiednia dla wymuszonego z zewnątrz napięcia, czyli wyrażającej się wzorem (5.21) [s. 79]. Napięcie  $U_R$  oznacza tu **napięcie o polaryzacji zaporowej w stosunku do złącza**. Natomiast w stosunku do obwodu głównego całego przyrządu może to być polaryzacja w kierunku przewodzenia – gdy wyłączany jest on do stanu blokowania, lub polaryzacja wsteczna – gdy wyłączany jest do stanu zaworowego.

Powiększenie obszaru ładunku przestrzennego związane jest z **usunięciem swobodnych nośników ładunku przez pole elektryczne**. I odwrotnie – przy załączaniu przyrządu konieczny jest powrót takiej samej liczby nośników. Rozważmy warstwę  $N^-$  o szerokości  $W_N$ . Zakładając, że:

- 1° pole elektryczne jest na tyle silne, iż nośniki poruszają się z prędkością nasycenia  $v_{n(sat)}$ ,
- 2° w stanie przewodzenia szerokość ładunku przestrzennego jest zaniedbywalnie mała –  $W_{sc} \approx 0$ , oraz
- 3° w stanie wyłączenia cała warstwa  $N^-$  będzie zajęta przez ładunek przestrzenny –  $W_{sc} = W_N$ ,

czas wytworzenia obszaru ładunku przestrzennego jest równy czasowi przebycia przez elektron drogi  $W_N$ :

$$t_{off} = \frac{W_N}{v_{n(sat)}} \quad (6.122)$$

Dla  $W_N = 100 \mu\text{m}$  daje to ok. 1 ns i tego też rzędu są najkrótsze czasy przełączania unipolarnych przyrządów półprzewodnikowych mocy (na rzeczywisty czas przełączania mają wpływ także inne zjawiska fizyczne, np. w obwodach sterowania tranzystorów).

Założenie 3 można opuścić, gdyż do przyrządu można oczywiście przyłożyć napięcie mniejsze niż napięcie przebicia. Wówczas ładunek przestrzenny zajmie tylko część warstwy  $N^-$   $W_{sc} < W_N$ , zaś czas wytworzenia ładunku przestrzennego wyniesie

$$t_{off} = \frac{W_{sc}}{v_{n(sat)}} \quad (6.123)$$

Biorąc pod uwagę zależność (5.21) [s. 79], czas ten jest rosnącą funkcją blokowanego napięcia przyłożonego do przyrządu.

Rozszerzanie i kurczenie się obszaru ładunku przestrzennego można też rozważać jako dostarczanie i odbieranie ładunku z pojemności złączonej, wyrażającej się zależnością (5.37) [s. 88]. Jest to często wykorzystywane w modelowaniu przyrządów do celów symulacji komputerowej. Zjawisko fizyczne zostaje bowiem w prosty i dokładny sposób przetłumaczone na język schematu zastępczego.

### 6.7.b. Przyrządy bipolarne

W przypadku przewodnictwa bipolarnego, **wyłączenie przyrządu oznacza przede wszystkim konieczność usunięcia nośników nadmiarowych z warstwy słabo domieszkowanej**. Dopóki nie zostanie to dokonane, **przyrząd pozostaje zdolny do przewodzenia prądu niezależnie od jakichkolwiek innych czynników wewnętrznych i zewnętrznych**.

Istnieją dwa mechanizmy usuwania nośników nadmiarowych:

- 1) **rekombinacja** – ze stałą czasową równą czasowi życia nośników nadmiarowych  $\tau$ , a więc trwająca w uproszczeniu ok.  $5\tau$  (jeżeli za jej koniec przyjąć moment, w którym zrekombinuje 99% nośników nadmiarowych);
- 2) **ekstrakcja prądem wstecznym** – której czas trwania zależy od natężenia tego prądu (wynika z własności przyrządu i działania konkretnego obwodu zewnętrznego) oraz od liczby nośników do usunięcia, która – jak wynika np. z zależności (6.100) – jest rosnącą funkcją czasu życia  $\tau$  oraz prądu przewodzonego przez przyrząd bezpośrednio przed rozpoczęciem wyłączania.

Rekombinacja zachodzi w każdym przyrządzie, jest jednak mechanizmem wolniejszym. Standardowo czas życia nośników jest co najmniej rzędu kilku mikrosekund. Dlatego z punktu widzenia szybkości przełączania **korzystna jest możliwość usuwania nośników prądem wstecznym**. Tak skierowany prąd powoduje zwracanie nośników nadmiarowych do warstw, z których dyfundują.

Przepływ prądu wstecznego nie jest możliwy we wszystkich strukturach. Przykładem może być tranzystor IGBT oraz częściowo tranzystor BJT. W tych przyrządach jedynym lub znaczącym mechanizmem jest powolna rekombinacja nośników.

W tych przyrządach, w których może płynąć prąd wsteczny, mechanizm rekombinacyjny, jako wolniejszy, może być zaniedbany, gdyż większość nośników zostanie wcześniej usunięta, niż zdąży zrekombinować. Należy wiedzieć, że przepływ silnego prądu wstecznego nie zawsze jest korzystny dla układu. Ponieważ ładunek jest całą z prądu po czasie, więc ten sam ładunek (związany ze zgromadzonymi nośnikami nadmiarowymi) może być usunięty mniejszym prądem w dłuższym czasie. W niektórych zastosowaniach może to być korzystne lub nawet konieczne.

Niezależnie od mechanizmu usuwania nośników widać, że **kluczowym parametrem jest czas życia nośników  $\tau$** . Z par. 6.6.b wynika, że dłuższy czas życia jest korzystny dla stanu przewodzenia, gdyż zwiększa koncentrację nośników i zmniejsza napięcie odkładane na warstwie słabo domieszkowanej. Obecnie widać jednak, że **parametr ten niekorzystnie oddziałuje na stany dynamiczne**.

W praktyce konieczne jest osiągnięcie kompromisu między jednym a drugim. **Produkują się więc przyrządy o niskim spadku potencjału w stanie przewodzenia, ale dłuższym czasie przełączania, lub też o wyższym spadku potencjału, ale szybsze**.

Do załączenia przyrządu bipolarnego również potrzebny jest dłuższy czas, niż w przypadku przyrządu unipolarnego. Wynika to z konieczności dopływu dużej liczby nośników nadmiarowych do warstwy słabo domieszkowanej. Dopływ ten jest zawsze połączony z przepływem prądu (skoro przyrząd zaczyna właśnie go przewodzić), dlatego **czas załączania jest zawsze krótszy od czasu rekombinacji**. W przypadku przyrządów wyłączanych z przepływem prądu wstecznego będzie on natomiast tego samego rzędu wielkości, co czas wyłączania.

### 7. Literatura

---

- [1] Napieralski A., Napieralska M.: *Polowe półprzewodnikowe przyrządy dużej mocy*. Warszawa: Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, 1995.
- [2] Nowak M., Barlik R.: *Poradnik inżyniera energoelektronika*. Warszawa: Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, 1998.
- [3] Marciniak W.: *Przyrządy półprzewodnikowe i układy scalone*. Warszawa: Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, 1984.
- [4] Benda V., Gowar J., Grant D.A.: *Power Semiconductor Devices: Theory and Applications*. Chichester: Wiley, 1999.
- [5] Sze S.M., Kwok K. Ng: *Physics of Semiconductor Devices*. Chichester: Wiley, 2006.